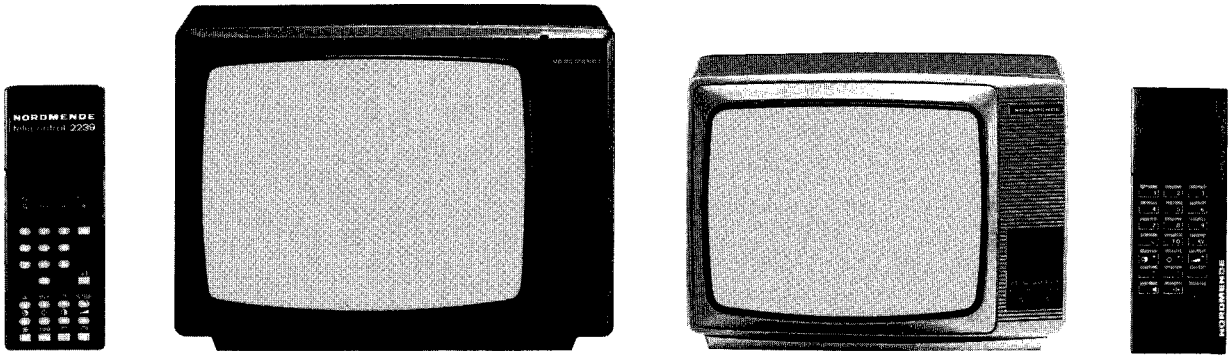
TECHNISCHER KUNDENDIENST

Service-Information



FFS-Chassis F 14

Color 3636 985.514 J
Color 3638 985.516 J
Color 3630 985.523 J

NORDMENDE

Diese Angaben und Hinweise sind ausschließlich für den Service des Fachhändlers bestimmt · Änderungen vorbehalten · These instructions are for service dealers only · Subject to modification · Questi dati e queste istruzioni sono riservati ai tecnici del servizio assistenza · Con riserva di modifiche

Inhaltsverzeichnis

	Seite
Funktionsbeschreibung:	
1. HF-Teil	2 – 4
2. Ton-Modul	4
3. Videoschalter	4
4. PAL-Decoder	4 – 5
5. Video-Prozessor	5 – 6
6. RGB-Endstufen	7
7. Spannungswandler im Primärnetzteil	7 – 9
8. Schaltnetzteil	9 – 10
9. Vertikalablenkung	10 – 11
10. Horizontalablenkung	12
Schaltbildhinweise	13
Sockelschaltungen	13
Infrarot-Geber	14 – 15
Service-Stellung	16
Einstellarbeiten	17
ZF-Abgleich	18
Hinweise zur Fehlersuche im Spannungswandler	19
Modulliste	19 – 20
Bildrohranschluß-Platine	20
Leiterplatte PAL-Decoder, Tonmodul	21
Grundplatte	22 – 23
Schaltbild Chassis F 14	24 – 28
Leiterplatte UHF, VHF, Infrarot-Vorverstärker	29
Blockschaltbild	30 – 31

Index

	Page
Function description:	
1. RF-section	2 – 4
2. Sound-Module	4
3. AV-Switch	4
4. PAL-Decoder	4 – 5
5. Video-Processor	5 – 6
6. RGB-Output stages	7
7. Voltage-transducer of the primary-power-supply	7 – 9
8. Switch-mode-power-supply	9 – 10
9. Vertical deflection	10 – 11
10. Horizontal deflection	12
Circuit notes	13
Socket connections	13
Infra-red generator	14 – 15
Service-Position	16
Initial adjustment	17
IF-Alignment	18
Trouble shooting the voltage-transducer	19
Module list	19 – 20
P.C.B. CRT socket	20
P.C.B. PAL-Decoder, Sound module	21
Basic P.C.B.	22 – 23
Circuit diagram chassis F 14	24 – 28
P.C.B. UHF, VHF, Infra-red preamplifier	29
Block diagram	30 – 31

Indice

	Pagina
Descrizione del funzionamento:	
1. Sezione alta frequenza	2 – 4
2. Modulo audio	4
3. Commutatore video	4
4. Decoder PAL	4 – 5
5. Processore Video	5 – 6
6. Stadi finali RGB	7
7. Convertitore di tensione nell'alimentatore principale	7 – 9
8. Alimentatore di rete	9 – 10
9. Deflessione verticale	10 – 11
10. Deflessione orizzontale	12
Indicazione sullo schema	13
Circuiti a zoccolo	13
Telecomando infrarossi	14 – 15
Posizione per servizio assistenza	16
Operazioni di messa a punto	17
Taratura FI	18
Avvisi per la localizzazione di difetti nel convertitore di tensione	19
Lista moduli	19 – 20
Piastra zoccolo cinescopio	20
Piastra Decoder PAL, Modulo audio	21
Piastra di base	22 – 23
Diagramma telaio F 14	24 – 28
Piastra UHF, VHF, preamplificatore infra	29
Circuit a blocco	30 – 31

Funktionsbeschreibung

1. HF-Teil

1.1 VHF-Tuner

Der VHF-Tuner besteht aus der Vorstufe mit T 61 und dem Oszillator T 81 auf dem VHF-Submodul und dem Mischer mit TI 16 auf der Grundplatte. Diese Stufen arbeiten nur beim Empfang der VHF-Fernsehkanäle und der Sonderkanäle. Sie erhalten ihre Betriebsspannung über TT 07 (Kanal 2 – 4, Sonderkanäle mit der Kanalanzeige 75 – 80) bzw. TT 08 (Kanal 5 – 12, S 1 – S 20).

Von der Antennenbuchse gelangt das HF-Signal über das Tiefpaß LI 07, CI 07, L 51 auf den Vorkreis mit L 52, L 53, L 54, L 56, L 57, der Kapazitätsdiode D 57 und C 58. Für den Empfang von Band III werden die Dioden D 53, D 54 durchgeschaltet und überbrücken über C 53 die Spulen L 53, L 54. Die Abstimmspannung vom Pin 10 des VHF-Submoduls wird über R 85, R 58 der D 57 zugeführt. Der MOS-FET T 61 verstärkt das vorselektierte HF-Signal. Vom Pin 4 des Submoduls erhält T 61 die Regelspannung zur Verstärkungsreglung. Das HF-Signal durchläuft das zweikreisige Zwischenfilter, welches für Band III durch die Dioden D 69, D 72 umgeschaltet wird. Über die Auskoppeldiode D 76 gelangt das HF-Signal zum Pin 7 des VHF-Submoduls und weiter über RI 12 zur VHF-Mischstufe mit TI 16.

Die Mischstufe erhält das Oszillatorsignal vom T 81 über Pin 9 des VHF-Submoduls. Mit dem Bandfilter LI 21, LI 22 wird das ZF-Signal herausselektiert. Über die Diode DI 22, die nur während des VHF-Betriebs durchgeschaltet ist, sowie über CI 23, RI 23 wird es auf den Impedanzwandler TI 27 gegeben.

1.2 UHF-Tuner

Der UHF-Tuner besteht aus der Vorstufe mit T 7 und dem Mischoszillator T 28 auf dem UHF-Submodul und dem 1. ZF-Bandfilter LI 01, LI 02 auf der Grundplatte. Er arbeitet nur beim Empfang der UHF-Fernsehkanäle und erhält seine Betriebsspannung über TT 06.

Das HF-Signal wird über L 3, C 1 auf den Vorkreis mit L 1, L 2, L 4, der Kapazitätsdiode D 2 und C 2 gegeben. Die Abstimmspannung wird an Pin 2 des UHF-Submoduls über R 2 der D 2 zugeführt. T 7 verstärkt das HF-Signal, wobei der Verstärkungsfaktor von der Regelspannung an Pin 4 des Submoduls gesteuert wird. Über das zweikreisige Zwischenfilter mit L 14, L 18 gelangt das HF-Signal an den Mischoszillator mit T 28. Über L 32, R 32 wird das Mischsignal an das ZF-Bandfilter LI 01, LI 02 geführt. Das herausselektierte ZF-Signal gelangt über CI 02 und über die Diode DI 02, welche nur während des UHF-Betriebs durchgeschaltet ist, sowie über CI 23, RI 23 an TI 27.

Function description

1. RF-section

1.1 VHF-tuner

The VHF-tuner consists of the pre-amplifier stage T 61 and the oscillator T 81 and are mounted on the VHF-submodule. The mixer TI 16 is positioned on the basic chassis. These stages operate only during reception of VHF- and special channels. The operating voltage is derived via TT 07 (channels 2 – 4, and special channels indicated by no. 75 – 80) or TT 08 (channel 5 – 12, and S 1 to S 20).

Coming from the antenna input socket, the signal is fed via the low pass filter LI 07, CI 07, L 51 to the pre-stage L 52, L 53, L 54, L 56, L 57 and the varicap diode D 57 and C 58. For band III reception the diodes D 53, D 54 are switched to conduct, thereby bridging (via C 53) the coils L 53 and L 54. The tuning voltage of the VHF-submodule is connected to pin 10 and leads via R 85, R 86 to D 57.

The MOS-FET T 61 amplifies the pre-selected RF-signal. With the AGC-voltage, coming from pin 4 of the submodule, T 61 is controlled. The RF-signal passes the double stage bandfilter which is switched to band III by the diodes D 69, D 72. By the coupling-out diode D 76 the RF-signal is fed to pin 7 of the VHF-submodule and finally through RI 12 to the VHF-mixer TI 16.

The mixer stage receives the oscillator signal from T 81 over pin 9 of the VHF-submodule. With IF-bandfilter LI 21 and LI 22 the IF selection takes place.

The signal then passes DI 22, which is only conducting during VHF operation, and is fed via CI 23, RI 23 to the impedance matching transistor TI 27.

1.2 UHF-tuner

The UHF-tuner consist of the pre-amplifier stage T 7 and the mixer-oscillator T 28 on the UHF-submodule and the first IF-band filter LI 01, LI 02 on the basic chassis. It operates only during reception of the UHF-TV-channels and get's its operating voltage over TT 06.

The RF-signal is fed via L 3, C 1 to the pre-stage filter L 1, L 2, L 4 and the varicap-diode D 2 and C 2. The tuning voltage leads via pin 2 of the UHF-module over R 2 to the varicap D 2. T 7 is the RF amplifier which is controlled by the AGC voltage from pin 4 of the submodule. The signal then passes the double filter L 14 and L 18 and reaches the mixer-oscillator T 28. Via L 32, R 32 the IF-signal is fed to the IF-bandfilter LI 01 and LI 02. The filtered out IF-signal then is fed via CI 02 and over diode DI 02, which is only conducting during UHF-operation, to TI 27, passing CI 23 and RI 23.

Descrizione del funzionamento

1. Sezione alta frequenza

1.1 Tuner VHF

Il tuner VHF è costituito da un prestadio con T 61 e da un oscillatore T 81 sul submodulo VHF e da un mescolatore con TI 16 sul telaio base. Questi stadi lavorano durante la ricezione di canali VHF e di canali speciali. Ricevono la tensione di alimentazione attraverso TT 07 (canali 2 – 4, canali speciali con indicazione di canale 75 – 80) oppure attraverso TT 08 (canali 5 – 12, S 1 – S 20).

Dalla presa di antenna il segnale HF attraverso il filtro passa basso LI 07, CI 07, L 51 raggiunge attraverso L 52, L 53, L 54, L 56, L 57 i diodi varicap D 57 e C 58. Per la ricezione della banda III vengono resi conduttori i diodi D 53 e D 54 che cortocircuitano attraverso C 53 le bobine L 53 e L 54. La tensione di sintonia dal pin 10 del submodulo VHF viene portata attraverso R 85 e R 58 a D 57. Il MOS-FET T 61 amplifica il segnale HF prefiltrato. Dal pin 4 del submodulo T 61 riceve la tensione di regolazione dell'amplificazione. Il segnale HF attraversa il filtro intermedio a due celle che per la banda III viene commutato per mezzo dei diodi D 69 e D 72. Attraverso il diodo di disaccoppiamento D 76 il segnale HF arriva al pin 7 del submodulo VHF e poi attraverso RI 12 allo stadio mescolatore VHF con TI 16.

Lo stadio mescolatore riceve il segnale dall'oscillatore T 81 attraverso il pin 9 del submodulo VHF.

Col filtro di banda LI 21, LI 22 viene selezionato il segnale FI. Attraverso il diodo DI 22 che è conduttore soltanto in funzionamento VHF e attraverso CI 23, RI 23 tale segnale viene portato all'adattatore di impedenza TI 27.

1.2 Tuner UHF

Il tuner UHF è costituito dal prestadio T 7 e dall'oscillatore mescolatore T 28 sul submodulo UHF e dal primo filtro FI LI 01, LI 02 sul telaio base. Esso lavora solo durante la ricezione di canali UHF e riceve la sua tensione di alimentazione attraverso TT 06.

Il segnale HF attraverso L 3 e C 1 ed il circuito L 1, L 2, L 4 viene applicato ai diodi varicap D 2 e C 2. La tensione di sintonia è presente al pin 2 del submodulo UHF ed è portata a D 2 attraverso R 2. T 7 amplifica il segnale HF e il fattore di amplificazione è controllato dalla tensione di regolazione al pin 4 del submodulo. Attraverso il filtro intermedio a 2 celle con L 14 e L 18 il segnale HF giunge all'oscillatore mescolatore T 28. Attraverso L 32 e R 32 il segnale mescolato viene portato al filtro FI LI 01, LI 02. Il segnale ZF selezionato arriva attraverso CI 02 e DI 02, che conduce solo in funzionamento UHF, e attraverso CI 23, RI 23 a TI 27.

1.3 ZF-Verstärker

Das vorselektierte ZF-Signal liegt am Emitter von TI 27 niederohmig an und wird bei Geräten für die französische Norm zur AM-Ton-ZF weitergeleitet. TI 33 verstärkt das ZF-Signal, wobei DI 31 beim Empfang von Band I durchgeschaltet wird und den Verstärkungsfaktor erhöht. Der Emitterwiderstand RI 33 wird dabei durch CI 31, RI 30, DI 31 überbrückt. Vom TI 33 gelangt das ZF-Signal über das Oberflächen-Wellenfilter FI 29 an das ZF-IC TDA 4443/Pin 1 und 16. Es durchläuft den geregelten ZF-Verstärker und anschließend den Synchrondemodulator. Das für den Synchrondemodulator benötigte Referenz-Signal wird mit dem 38,9 MHz Kreis LI 41 erzeugt. Der Demodulator ist durch eine Schaltspannung an Pin 2 umschaltbar für Sender der französischen Norm, so daß das Videosignal am Ausgang des Demodulators immer die gleiche Phasenlage besitzt (FBAS positiv). Die Schaltspannung kommt vom Steuer-IC IR 25/Pin 9 über TR 68, TR 67 und liegt bei Einnormengeräten fest an ($U_{Pin\ 2}$ bei B/G = 2,2 V). Das demodulierte Videosignal durchläuft den integrierten Videovorverstärker und liegt am Pin 11 des TDA 4443 als positives FBAS-Signal an. Über RI 42 gelangt es zum Ton-Modul und über LI 43, RI 43, RV 59, den Tonfallen LV 58, LV 56, sowie über RV 63, CV 54 an IV 19/Pin 38 zur weiteren Signalverarbeitung.

Das ZF-IC enthält außerdem die getastete Regelung, die intern mit dem Videovorverstärker verbunden ist und vom IL 03/Pin 20 über CL 07, RL 08, RI 52 das horizontalfrequente Tastsignal an Pin 7 erhält. Dieser Tastimpuls ist im IL 03 mit dem Muting-Signal (IL 03/Pin 24) so verknüpft, daß bei fehlendem Videosignal die Regelung auf Spitzenwertregelung arbeitet und bei vorhandenem Videosignal auf getastete Regelung umgeschaltet wird. Dadurch wird ein schnelles Ansprechen der Tunerregelung erreicht. Die gute Störbefreiung im Normalbetrieb bleibt jedoch voll erhalten. Sie ist sogar noch besser, da die Tastimpulse gegenüber den früher verwendeten Zeilenrücklaufimpulsen wesentlich schmaler sind.

Am Pin 4 des TDA 4443 ist der Kondensator für die Zeitkonstante der getasteten Regelung angeschlossen. Nach anschließender Verstärkung ist die Regelspannung intern mit dem geregelten ZF-Verstärker verbunden. Für die verzögerte Tunerregelung ist ein weiterer, interner Verstärker vorhanden, dessen Einsatzpunkt mit PI 36 einstellbar ist. Über Pin 5 des TDA 4443 und RI 45, RI 04 wird die Regelspannung an die beiden Tuner weitergeleitet.

1.4 Abstimmspannungserzeugung

Die Abstimmspannung wird nach dem Frequenzsynthese-System mit einer Phasenregelschleife (PLL) im IT 20 (TD 6316 P) erzeugt. Ein Phasendetektor vergleicht die Tuner-Oszillatorfrequenz nachdem sie einen programmierbaren Teiler durchlaufen hat mit einer Referenzfrequenz und regelt mit der entstandenen Abstimmspannung den Tuneroszillator solange nach, bis Oszillator- und Referenzfrequenz übereinstimmen. Die Referenzfrequenz wird mit einem 4 MHz-Quarzoszillator und anschließender Teilung erzeugt (4 MHz : 512 = 7,8125 kHz). Die Tuner-Oszillatorfrequenz strahlt auf den Auskoppelwiderstand R 88, bzw. R 37 auf den Tuner-Submodulen und gelangt über RI 03, CT 28 an IT 20/Pin 15. Sie durchläuft den Vorteiler mit einem festen Teilerfaktor 1 : 8 und dann den programmierbaren Teiler. Dieser erhält die Information über den Teilerfaktor seriell vom IR 25 über den aus drei Leitungen bestehenden Datenbus (Pin 1 am IR 25 = Daten, Pin 2 = Takt, Pin 3 = PLL-Daten-Freigabe).

Nachdem der Phasendetektor die geteilte Tuner-Oszillatorfrequenz mit der Referenzfrequenz verglichen hat, regelt er die Abstimmspannung entsprechend nach. Diese liegt am Kollektor vom TT 12 an und wird über RT 11, RT 01 den Submodulen zugeführt. TT 12 erhält seine Betriebsspannung 30 V stabilisiert von der Zenerdiode DT 14.

Das jeweilige Datenwort für den Teilerfaktor enthält außerdem die Information für das Band, in dem der zu empfangende Sender liegt. Sie gelangt im IT 20 über das Eingangsschieberregister und dem Datenspeicher zum Decoder, der jeweils einen der drei Bandschalt-Transistoren TT 06 – 08 durchsteuert.

1.3 IF-amplifier

The pre-selected IF-signal present on emitter of TI 27 is of low impedance and is used for sets operating by the French TV-standard to control the AM-sound-IF stage. TI 33 amplifies the IF-signal, whereby DI 31 is conducting during band I reception and raises the amplification factor. The emitter resistor RI 33 is thereby bridged by CI 31, RI 30 and DI 31. From TI 33 the IF-signal leads via the AWF (acoustic-wave-filter) FI 29 to the IF-IC TDA 4443/pin 1 and 16. It passes the regulated IF-amplifier joint by the synchronus-demodulator. The required reference signal for the sync.-demodulator is originated from the 38.9 MHz circuit LI 41. The demodulator is switchable for transmitters operating by the French standard with a switching voltage from pin 2, according to a demodulator output which shows always positive phase relationship (FBAS/composite-signal positive). The switching voltage is supplied by the control-IC IR 25/pin 9 over TR 68, TR 67. For single-standard sets it is a static voltage ($U_{pin\ 2}$ at standard B/G = 2.2 V).

The demodulated video-signal passes the integrated videoamplifier and leads to pin 11 of TDA 4443 as a positive phased composite signal. For further signal treatment it is fed via RI 42 to the sound module and over LI 43, RI 43, RV 59 and the sound traps LV 58, LV 56 as well as RV 63, CV 54 and connector IV 19/pin 38 to other stages.

The IF-IC incorporates also the AGC and is connected internally with the video amplifier. The line-keyed signal is supplied to pin 7 by IL 03/pin 20 via CL 07, RL 08 and RI 52. This keyed pulse is tied inside the IC IL 03 with the muting signal (IL 03/pin 24) so that according to a missing video signal the regulation operates with peak value and, at presence of a video signal, it is switched to AGC regulation. This causes not only rapid action of the tuner AGC, but also enables excellent interference protection in normal operation. This is an improvement compared to earlier sets, because the keying pulses are much narrower than the flyback pulses employed in earlier sets.

Positioned on pin 4 of TDA 4443 is the time constante capacitor for the AGC. After amplification, the AGC is internally tied to the IF-amplifier. For the delayed tuner AGC another internal amplifier is required, which can be adjusted by PI 36 to it's operating point. From pin 5 of the TDA 4443 and over RI 45 and RI 04 the AGC is fed to the two tuner sections.

1.4 Tuning voltage generation

The tuning voltage operates by the frequency-synthesizer system together with a phase control loop (PLL) and is generated inside IT 20 (TD 6316 P). A phase detector compares the tuner oscillator frequency – after it has passed a programmable divider – to a reference frequency and controls the tuner oscillator with the resulting tuning voltage, until the oscillator- and the reference frequency match. The reference frequency is generated by a 4 MHz chrystal-oscillator and a following divider (4 MHz : 512 = 7.8125 kHz). The tuner-oscillator frequency radiates onto the coupling-out resistor R 88 or R 37 respectively, which are located on the tuner submodules, and reaches via RI 03, CT 28 IT 20/pin 15. It passes the pre-divider with a fixed dividing factor of 1 : 8 followed by the programmable divider. The latter receives it's information via the divider factor in series, via IR 25 from the three line data-bus (pin 1 of IR 25 = data, pin 2 = clock, pin 3 = PLL-data-release).

After the phase detector has compared the divided tuner-oscillator-frequency to the reference-frequency, it controls the tuning-voltage accordingly. This voltage is fed to the collector of TT 12 and leads then over RT 11 and RT 01 to the submodules. TT 12 is connected to the operating voltage (30 V) which is stabilized by the Zener-diode DT 14.

The corresponding data word for the divider factor also contains the information for the corresponding band, in which the received transmitter is located. The band-information is fed inside the IT 20 via the input-shift-register and the data-storage to the decoder, which switches the corresponding Band-switch transistor TT 06...08!

1.3 Amplificatore FI

Il segnale FI prefiltrato si trova all'emitter di TI 27 a bassa impedenza e, negli apparecchi per la norma francese viene avviato alla FI audio AM. TI 33 amplifica il segnale FI mentre DI 31 viene reso conduttore quando viene ricevuta la banda I per aumentare il fattore di amplificazione. La resistenza di emitter RI 33 viene in questo caso cortocircuitata da CI 31, RI 30 e DI 31. Da TI 33 il segnale FI arriva attraverso il filtro ad onde superficiali FI 29 al circuito integrato di FI TDA 4443 ai pin 1 e 16. Esso contiene l'amplificatore FI controllato e il demodulatore sincrono. Il segnale di riferimento necessario per il demodulatore sincrono viene ottenuto con il circuito a 38,9 MHz LI 41. Il demodulatore è commutabile con una tensione al pin 2 per trasmettitori di norma francese in modo tale che il segnale video all'uscita del demodulatore abbia sempre la stessa fase (FBAS positivo). La tensione di commutazione proviene dal circuito integrato IR 25/pin 9 attraverso TR 68 e TR 67 e negli apparecchi mononorma rimane fissa ($U_{pin\ 2}$ norma B/G = 2,2 V). Il segnale video demodulato attraversa il preamplificatore video integrato e è disponibile al pin 11 del TDA 4443 come segnale FBAS positivo. Attraverso RI 42 arriva al modulo audio e attraverso LI 43, RI 43, RV 59, le trappole audio LV 58 e LV 56, RV 63, CV 54 è applicato al pin 38 di IV 19 per l'ulteriore elaborazione del segnale.

Il circuito integrato FI contiene inoltre la regolazione campionata che è collegata internamente col preamplificatore video e che riceve al pin 7 attraverso CL 07, RL 08, RI 52 il segnale di campionamento a frequenza orizzontale proveniente dal pin 20 di IL 03. Questo segnale di campionamento in IL 03 è legato al segnale di muting (IL 03/pin 24) in modo tale che in assenza di segnale video la regolazione lavora come regolazione di picco e in presenza di segnale video viene commutata in regolazione a campionamento. In tal modo viene ottenuto un rapido adattamento della regolazione del tuner e viene completamente conservata in funzionamento normale una buona immunità ai disturbi. Inoltre i risultati sono ancora migliori poichè l'impulso di campionamento è molto più piccolo dell'impulso di ritorno di riga precedentemente utilizzato.

Al pin 4 del TDA 4443 è collegato il condensatore per la costante di tempo della regolazione a campionamento. Dopo la relativa amplificazione la tensione di regolazione è collegata internamente con l'amplificatore FI. Per la regolazione ritardata del tuner è previsto un ulteriore amplificatore interno il cui punto di lavoro è regolabile con PI 36. Attraverso il pin 5 del TDA 4443 e RI 45, RI 04 la tensione di regolazione viene applicata a entrambi i tuner.

1.4 Generazione della tensione di sintonia

La tensione di sintonia viene ottenuta con un sistema a sintesi di frequenza in un anello a controllo di fase (PLL) contenuto in IT 20 (TD 6316 P). Il comparatore di fase confronta la frequenza dell'oscillatore del tuner, dopo che ha attraversato un divisore programmabile, con una frequenza di riferimento e regola la tensione di sintonia dell'oscillatore del tuner fino a quando coincide con quella di riferimento. La frequenza di riferimento viene ottenuta da un oscillatore al quarzo a 4 MHz e relativo divisore (4 MHz : 512 = 7,8125 kHz). La frequenza dell'oscillatore del tuner è irradiata dalle resistenze di disaccoppiamento R 88 o R 37 sui submoduli tuner e attraverso RI 03, CT 28 raggiunge il pin 15 di IT 20. Quindi attraversa un predivisore a rapporto di divisione fisso 1 : 8 e quindi il divisore programmabile. Esso riceve l'informazione relativa al fattore di divisione serialmente da IR 25 dalle tre linee del bus-dati (pin 1 di IR 25 = dati, pin 2 = clock, pin 3 = abilitazione dati PLL).

Dopo che il discriminatore di fase ha confrontato la frequenza divisa dell'oscillatore del tuner con la frequenza di riferimento, regola corrispondentemente la tensione di sintonia. Essa è presente al collettore di TT 12 e attraverso RT 11, RT 01 viene applicata ai submoduli. TT 12 riceve l'alimentazione stabilizzata a 30 V dal diodo zener DT 14.

Ogni parola dati per il fattore di divisione contiene anche l'informazione della banda nella quale si trova il trasmettitore da ricevere. Tale informazione arriva in IT 20 attraverso il registro a scorrimento di ingresso e una memoria dati al decoder, che pilota uno dei tre transistor di commutazione di banda TT 06 – 08.

Bei der Funktion Sendersuchlauf werden die Fernsehkanäle nacheinander durchlaufen. Vom IR 25 erhält IT 20 ständig neue Daten für den Teilerfaktor. Der Sendersuchlauf springt dabei von Bildträger zu Bildträger, bis vom IL 03/Pin 24 über RR 54, RR 55 das Senderidentitätssignal (Muting-Signal, stumm = 0 V) an das IR 25/Pin 42 gelangt. Der Suchlauf stoppt.

2. Ton-Modul

Aus dem FBAS-Signal wird mit dem 5,5 MHz Keramikfilter QS 01 die Ton-ZF herausselektiert und auf Pin 14 des IS 02 (TBA 120 T) zur Verstärkung und Demodulation gegeben. Die NF-Amplitude ist mit einer Spannung an Pin 5 einstellbar. Die Steuerspannung liegt am Steuer-IC IR 25/Pin 13 in digitaler Form als Rechteckspannung mit veränderbarem Puls-Pausenverhältnis an und wird mit RR 72, CR 72, RR 73, CR 73 integriert. Beim Drücken der Taste „Ton Aus" wird diese Spannung durch TR 76 nach Masse kurzgeschlossen. Über RS 38 gelangt sie an IS 02/Pin 5. Mit PS 37 wird die Lautstärke für die Grundeinstellung festgelegt. Die regelbare NF-Spannung liegt am Pin 8 des IS 02 an und steuert über RS 03, CS 04 das NF-Endstufen-IC TDA 2030 an.

Ein NF-Signal mit konstantem Pegel wird vom Pin 12 des IS 02 über CS 34, RS 34 an die Europa-Normbuchse BV 06 geführt. Für den AV-Betrieb gelangt vom IR 25/Pin 6 über TR 59, TR 62 eine Steuerspannung an das Ton-Modul Pin 9/BS 01. Das Steuer-IC IR 25 schaltet auf AV-Betrieb, wenn es an Pin 28 die 12-V-Schaltspannung von der Europa-Normbuchse Pin 8 über RR 57 erhält oder wenn über die Fernbedienung umgeschaltet wird. Vom Pin 9/BS 01 des Ton-Moduls wird die Steuerspannung über RS 24, DS 23, RS 23 auf Pin 13 des IS 02 gegeben und sperrt den Demodulator, so daß das Sender-NF-Signal nicht an den im IS 02 integrierten NF-Vorverstärker kommt. Der Transistor TS 28 erhält über RS 32 die Steuerspannung als Basisspannung und arbeitet nun. Das NF-Signal von der Europa-Normbuchse Pin 2 (rechter Kanal) und Pin 6 (linker Kanal) kann jetzt über RS 30, bzw. RS 33, sowie über CS 31, TS 28, RS 26, CS 26 zum NF-Vorverstärker im IS 02 gelangen.

Das Muting-Signal vom IL 03/Pin 24 (stumm = 0 V) wird mit TS 21 invertiert und schaltet die NF-Endstufe TDA 2030 über RS 18, RS 17 stumm, sowie den Demodulator im IS 02 über RS 20, DS 18, RS 23.

3. Videoschalter

Der Videoschalter für die Umschaltung FBAS intern/extern ist im IV 19 (HA 11489) integriert. Das FBAS-Signal vom HF-Teil wird über die Tonfallen LV 58, LV 56 an den Eingang Pin 38 geführt und auf die doppelte Amplitude verstärkt. Am Pin 39 liegt stets das interne Signal an und gelangt über RV 06, TV 01, RV 04 an Pin 19 der Europa-Normbuchse, sowie über RV 02 an die Videotext-Anschlußleiste BV 04/Pin 12. Der Videoschalter erhält das externe Signal von der Europa-Normbuchse Pin 20 über CV 07 und dem integrierten Verstärker.

Die Steuerung des Schalters erfolgt durch den aus drei Leitungen bestehenden Datenbus vom Steuer-IC IR 25 (Pin 1 am IR 25 = Daten, Pin 2 = Takt, Pin 4 = Videodaten-Freigabe). IR 25 gibt die entsprechenden Daten frei, sobald es am Pin 28 die 12-V-Schaltspannung über RR 57 von der Europa-Normbuchse Pin 8 erhält oder wenn über die Fernbedienung umgeschaltet wird. Am Ausgang des Videoschalters IV 19/Pin 41 steht das gewählte Signal zur Verfügung.

4. PAL-Decoder

Der PAL-Decoder erhält das FBAS-Signal vom Videoschalter im IV 19/Pin 41 über TV 64, der Anschlußleiste BC 10/Pin 8, CC 02 und dem 4,43-MHz-Filter mit LC 02, CC 06, CC 03 an Pin 1 des IC 01. Mit dem Filter wird das Farbsignal herausselektiert. Über einen geregelten Verstärker gelangt das Farbsignal zum Ausgang Pin 4. Es verzweigt sich in den direkten Weg über PC 01, CC 10 und in den um 64 µs verzögernden Weg über RC 15, CC 23, der PAL-Verzögerungsleitung VC 01 und CC 22 zur Matrix im IC 01. In der Matrix wird durch Addition des verzögerten und unverzögerten Signals die 4,43-MHz-B-Y-Information gebildet, sowie durch Subtraktion die 4,43 MHz-R-Y-Information. Die beiden farbträgermodulierten Signale durchlaufen die Synchrondemodulatoren.

With the function "station-search" all TV-channels are passed through one after another. IR 25 gives constantly new data to IT 20 for the divider factor. The station-search shifts thereby from picture-carrier to picture-carrier, until IR 25/pin 42 receives a transmitter-identification-signal (muting-signal, = 0 V) from IL 03/pin 24 via RR 54 and RR 55, and the station-search is stopped.

2. Sound-Module

The sound-IF is selected out by the 5.5 MHz ceramic-filter QS 01 from the FBAS (composite-signal), and is fed to pin 14 of IS 02 (TBA 120 T) for amplification and demodulation. The AF-level is adjustable by a DC-voltage on pin 5. The control voltages is present on the steering-IC IR 25/pin13 as digital information in form of a square-wave voltage having changing pulse-pause relationship and is integrated by RR 72, CR 72, RR 73 and CR 73.

Pressing the button "sound-mute", shortens this voltage via TR 76 to ground. Via RS 38 this voltage is fed to IS 02/pin 5. PS 37 controls the basic volume. The controlable AF-voltage is on pin 8 of IS 02 and controls via RS 03 and CS 04 the AF-output stage IC TDA 2030.

A constant level AF-signal on pin 12 of IS 02 is fed via CS 34 and RS 34 to the EURO-standard-socket (SCART-plug) BV 06. For AV-operation a steering voltage derived from IR 25/pin 6 is fed via TR 59 and TR 62 to the sound module pin 9/BS 01.

The steering IC IR 25 switches to AV-operation, when it gets the 12 V switching voltage from the SCART-socket pin 8 over RR 57 or, if the AV-function of the remote control is activated. The steering voltage from BS 01/pin 9 of the sound module leads over RS 24, DS 23 and RS 23 to pin 13 of IS 02 and blocks the demodulator and subsequently prevents that the transmitter AF-signal passes to the AF-pre-amplifier, which is also integrated inside IS 02. Transistor TS 28 now gets the control voltage to the base and starts conducting and the AF-signal on pin 2 (right channel) and pin 6 (left channel) passes now RS 30 and RS 33 and is fed via CS 31, TS 28, RS 26 and CS 26 to the AF-amplifier of IS 02.

The muting signal from IL 03/pin 24 (= 0 V) is inverted by TS 21 and mutes the AF-output-stage TDA 2030 over RS 18 and RS 17 and also the demodulator inside IS 02 over RS 20, DS 18 and RS 23.

3. AV-Switch

The AV-switch for switch-over of FBAS intern/extern is integrated within the IC IV 19 (HA 11489). The FBAS (composite-signal) from the RF-circuit is fed via the sound traps LV 58, LV 56 to the input pin 38 and is amplified to double level. The constantly present internal signal on pin 39 passes RV 06, TV 01, RV 04 and leads to pin 19 of the SCART-socket and also leads over RV 02 to the Video-text (View-Data) connecting socket BV 04/pin 12. The AV-switch gets the external signal from the SCART-socket pin 20 over CV 07 and the integrated amplifier.

The switch is controlled by the 3-line data-bus from the steering IC IR 25 (pin 1 of IR 25 = data, pin 2 = clock, pin 4 = video-data-release). IR 25 releases the data, as soon as the 12 V switch-voltage reaches pin 28. The switching voltage comes from pin 8 of the SCART-socket or is activated by the remote-control. The selected signal is present on the output of the video-switch IV 19/pin 41.

4. PAL-Decoder

The PAL-decoder gets the FBAS-signal from the video-switch IV 19/pin 41 over TV 64, the pin-socket BC 10/pin 8, CC 02 and the 4.43 MHz-filter with LC 02, CC 06, CC 03 to pin 1 of IC 01. Separation of the colour signal is carried out with this filter. The colour signal passes a controlled amplifier and leads to output-pin 4. The signal separates in two different tracks, a direct one over PC 01, CC 10 and another one via the 64 µs delay-line, over RC 15, CC 23, PAL-delay-line VC 01 and CC 22 to the matrix within IC 01. In the matrix the 4.43 MHz B-Y signal is produced by addition of the delayed and the un-delayed signals. The 4.43 MHz R-Y signal is formed by subtraction. Both colour-carrier modulated signals are passing the synchronus-demodulators.

Durante la ricerca automatica i canali televisivi vengono esplorati uno dopo l'altro. IT 20 riceve da IR 25 di volta in volta i nuovi dati per il fattore di divisione. La ricerca automatica salta da portante video a portante video fino a quando dal pin 24 di IL 03 attraverso RR 54, RR 55 non viene applicato al pin 42 di IR 25 il segnale di identificazione di un trasmettitore (segnale di muting = 0 V). A questo punto la ricerca si arresta.

2. Modulo audio

Dal segnale FBAS con il filtro ceramico a 5,5 MHz QS 01 viene estratta la frequenza intermedia audio e applicata al pin 14 di IS 02 (TBA 120 T) per l'amplificazione e la demodulazione. L'ampiezza del segnale BF è regolabile con una tensione al pin 5. Tale tensione è disponibile al pin 13 del circuito integrato IR 25 in forma digitale come onda quadra con rapporto pieno-vuoto variabile e viene integrata con RR 72, CR 72, RR 73, CR 73. Premendo il tasto "muting" questa tensione viene cortocircuitata a massa attraverso TR 76. Tale tensione raggiunge il pin 5 di IS 02 attraverso RS 38. Con PS 37 viene regolato il livello base del volume. La tensione BF regolabile è presente al pin 8 di IS 02 e pilota attraverso RS 03, CS 04 lo stadio finale BF TDA 2030.

Un segnale BF a livello costante dal pin 12 di IS 02 attraverso CS 34, RS 34, viene fornito alla presa Peritelevisione BV 06. Per il funzionamento AV dal pin 6 di IR 25 attraverso TR 59, TR 62 viene applicata una tensione di controllo al pin 9 della presa BS 01 del modulo audio. Il circuito integrato IR 25 commuta in funzionamento AV quando riceve attraverso RR 57 al pin 28 la tensione di commutazione 12 V dal pin 8 della presa Peritelevisione o quando è commutato dal telecomando. Dal pin 9 di BS 01 la tensione di controllo attraverso RS 24, DS 23, RS 23 viene portata al pin 13 di IS 02 e blocca il demodulatore in modo tale che il segnale BF del trasmettitore non arrivi al preamplificatore BF contenuto in IS 02. Il transistor TS 28 riceve la tensione di comando attraverso RS 32 come tensione di base e lavora. Il segnale BF del pin 2 (canale destro) e del pin 6 (canale sinistro) della presa Peritelevisione può ora arrivare al preamplificatore BF di IS 02 attraverso RS 30, RS 33, CS 31, TS 28, RS 26, CS 26.

Il segnale di muting dal pin 24 di IL 03 (muting = 0 V) viene invertito da TS 21 e silenzia attraverso RS 18, RS 17 il finale audio TDA 2030 e, attraverso RS 20, DS 18, RS 23 il demodulatore contenuto in IS 02.

3. Commutatore video

Il commutatore video per la selezione del segnale FBAS interno-esterno è integrato in IV 19 (HA 11489). Il segnale FBAS della sezione HF arriva al pin 38 attraverso le trappole audio LV 58, LV 56 e viene amplificato due volte. Al pin 39 è quindi disponibile il segnale interno che arriva attraverso RV 06, TV 01, RV 04 al pin 19 della presa Peritelevisione e, attraverso RV 02 alla presa Televideo BV 04/pin 12. Il commutatore video riceve il segnale esterno dal pin 20 della presa Peritelevisione attraverso CV 07 e l'amplificatore integrato.

Il pilotaggio del commutatore è effettuato da IR 25 sulle tre linee dati (pin 1 = dati, pin 2 = clock, pin 4 = abilitazione dati video). IR 25 fornisce i dati relativi non appena riceve al pin 28 attraverso RR 57 i 12 V della tensione di commutazione dal pin 8 della presa Peritelevisione o quando viene commutato dal telecomando. All'uscita del commutatore video (IV 19/pin 41) è disponibile il segnale selezionato.

4. Decoder PAL

Il decoder PAL riceve il segnale FBAS dal commutatore video (pin 41 di IV 19) attraverso TV 64, il pin 8 del connettore BC 10, CC 02 e il filtro a 4,43 MHz formato da LC 02, CC 06, CC 03. Con il filtro viene estratto il segnale di crominanza e applicato al pin 1 di IC 01. Con il filtro viene estratto il segnale di crominanza. Attraverso un amplificatore controllato il segnale di crominanza arriva all'uscita pin 4. Qui si divide lungo la linea diretta attraverso PC 01, CC 10 e in quella ritardata di 64 µs attraverso RC 15, CC 23, la linea di ritardo PAL VC 01 e CC 22 fino alla matrice in IC 01. Nella matrice addizionando il segnale diretto e quello ritardato viene costruita l'informazione B-Y a 4,43 MHz e attraverso la sottrazione quella R-Y.

Vom 4,43-MHz-Oszillator erhalten die Demodulatoren die Farbträgerfrequenz, wobei für den R-Y-Demodulator die Phase um 90° verschoben ist. Außerdem wird der R-Y-Demodulator vom PAL-Flip-Flop zeilenweise zwischen 0° und 180° Phasenlage umgeschaltet. An den Ausgängen liegt das demodulierte R-Y-Signal (Pin 10) und B-Y-Signal (Pin 11) an. Wenn das Eingangssignal an Pin 1 zu klein ist oder ein Fehler vorliegt, schaltet der Farbkiller die Ausgangssignale ab. Während des Zeilenrücklaufs werden die R-Y- und B-Y-Signale ausgetastet.

Vom Pin 8 des IC 01 gelangt das 4,43-MHz-Farbsignal auch an die Burstauftaststufe. Der Burst wird mit dem Sandkastenimpuls an Pin 15 herausgetastet. Er synchronisiert den 4,43-MHz-Oszillator und nach Durchlaufen des H/2-Demodulator das PAL-Flip-Flop. Ein im TL 21 aufbereiteter Zeilenimpuls mit steilen Flanken triggert über Pin 7 das Flip-Flop. Die Regelspannung für den geregelten Verstärker zwischen Pin 1 und 4 wird durch Spitzenwertgleichrichtung des Bursts gewonnen. Sie ist an Pin 2 meßbar.

5. Video-Prozessor

5.1 Signalverarbeitung

Die demodulierten Farbdifferenzsignale R-Y und B-Y gelangen vom PAL-Decoder an die Eingänge Pin 11 und 12 des Video-Prozessors IV 19 (HA 11489). Die beiden Klemmschaltungen ermöglichen das spätere Zusammenführen der Farbdifferenzsignale mit dem Y-Signal in der Matrix. Der nachfolgende Schalter dient zur Umschaltung auf Signale von den RBG-Eingängen, bzw. deren Einblendung in das Fernsehbild. Er wird bei RBG-Betrieb durch das Auftastsignal der RBG-Quelle gesteuert. Mit den anschließenden Austaststufen kann die Farbe abgeschaltet werden. Dies geschieht über den Datenbus vom Steuer-IC IR 25 bei der Farbsättigungseinstellung Null. Danach durchlaufen die R-Y- und B-Y-Signale die für jeden Kanal getrennten Farbsättigungseinsteller. Sie werden mit je einem Digitalabschwächer realisiert, die vom IR 25 über den Datenbus gestellt werden. An Pin 14 des IV 19 liegt der Takt an, Pin 15 ist der Eingang für die Daten und Pin 16 erhält das Videodaten-Freigabesignal. Nach den Farbsättigungseinstellern werden die Farbdifferenzsignale an die Matrix II geführt.

Das Y-Signal gelangt vom Videoschalter Pin 41 über TV 64, RV 62, der Y-Verzögerungsleitung VV 62, die gleichzeitig die Farbträgerfalle enthält, sowie über CV 61 an den Y-Eingang Pin 13. Es durchläuft eine Klemmschaltung und den Umschalter für RBG-Betrieb. Die folgenden Einsteller für Kontrast und Helligkeit werden ebenfalls über den Datenbus vom IR 25 gesteuert. Bei Kontraständerungen müssen auch die Farbsättigungseinsteller entsprechend verändert werden, damit der Farbkontrast konstant bleibt. Dieses wird vom IR 25 mitberücksichtigt. Anschließend gelangt das Y-Signal an die Matrix II. Sie bildet die RBG-Signale.

Da die Arbeitspunkte durch die Matrix nicht genau genug eingehalten werden, folgt für jedes Signal eine Klemmung. Die Signale werden auf einen unteren Pegel begrenzt, um eine korrekte Austastung während des Zeilen- und Bildrücklaufs zu erreichen. Ein oberer Pegel begrenzt die Spitzenströme. Danach durchlaufen die RGB-Signale je einen geregelten Verstärker für die automatische Verstärkungsregelung (Weißabgleich) und eine weitere Klemmschaltung, mit der die automatische Schwarzwertregelung erfolgt. Über die Ausgangsverstärker gelangen die RGB-Signale an Pin 24, 27, 30 zu den RGB-Endstufen.

5.2 RGB-Betrieb

Der Video-Prozessor HA 11489 besitzt zwei RGB-Eingänge. Die Pins 4, 6, 8 sind mit der Europa-Normbuchse BV 06 verbunden und die Pins 3, 5, 7 mit der Videotext-Anschlußleiste BV 04. Der Eingangswahlschalter wird vom IR 25 über den Datenbus gesteuert. IR 25 gibt die entsprechenden Daten frei, wenn über die Fernbedienung umgeschaltet wird. Gleichzeitig wird auch das Auftastsignal der beiden RGB-Quellen umgeschaltet (Pin 9/10). Um eine Farbsättigungseinstellung auch bei RGB-Betrieb zu ermöglichen, werden die RGB-Signale mit der Matrix I in R-Y-, B-Y- und Y-Signale umgewandelt, da nur diese Signale die Einstellstufen durchlaufen. Sie gelangen über den Umschalter für RGB-Betrieb in den normalen Signalweg. Der Umschalter wird bei RGB-Betrieb durch das Auftastsignal der RGB-Quelle gesteuert.

The reference oscillator (4.43 MHz) supplies the colour-carrier frequency to the demodulators. Thereby the phase of the R-Y demodulator is shifted by 90°. In addition the PAL-flip/flop switches the phase from line to line between 0° and 180°. The output presents the demodulated R-Y signal on pin 10 and the B-Y signal on pin 11.

In case that the input signal on pin 1 is too low, or a fault occurs, the colour-killer goes in action and switches the output signals off. During horizontal retrace-time the R-Y and B-Y signals are blanked-out.

The composite 4.43 MHz colour signal is also fed from pin 8 of IC 01 to the burst gate stage. The burst is gated by the sandcastle-pulse on pin 15. The burst synchronizes the 4.43 MHz reference-oscillator and after passing the h/2-demodulator also the PAL-flip/flop. A very steep line pulse, formed by TL 21 triggers the flip-flop on pin 7. The ACC for the colour amplifier is produced by peak value detection of the burst and can be measured on pin 2.

5. Video-Processor

5.1 Signal-Processing

The demodulated colour differential signals R-Y and B-Y reach from the PAL-decoder to the inputs pin 11 and 12 of the video-processor IV 19 (HA 11489). Both clamping circuits enable the colour differential signal and the Y-signal to join in the matrix later on.

The following switch serves the purpose to switch to signals from the RGB-inputs or, to gate RGB-signals into the television picture. During RGB-operation the switch is controlled by the gating signals of the RGB-scource. The colour content can be switched off by the following blanking stages. This happens via the data-bus from the control-IC IR 25 at colour-saturation on zero. R-Y and B-Y signals both are passing independent channels for colour saturation setting, being realized with digital-attenuators and which are being controlled by IR 25 via the data-bus. The clock pulses are fed to pin 14 of IV 19, pin 15 is the input for data and pin 16 gets the release-signal for video-data. After colour saturation control, the colour-differential-signals are fed to the matrix II.

The Y-signal passes from pin 41 the TV 64, RV 62, the Y-delay line VV 62 which encloses also the colour-carrier trap, further CV 61 and finally reaches the Y-input pin 13, followed by a clamping circuit and the switch for RGB-mode. The succeding controls for contrast and brightness are also steered by the data-bus from IR 25. During changes of the contrast, also the colour-saturation must be changed adequately in order to keep the colour-saturation constant. This control is also considered by IR 25. Also the Y-signal is fed to matrix II and by subtraction and addition forms the RGB-signals.

Since the operating points are not being fixed precisely enough by the matrix, each signal is clamped to a precise level. The signals are limitted to a lower level in accordance to correct blanking during vertical and horizontal retrace-time. An upper level limits peak currents. Thereafter the RGB-signals pass each a regulated amplifier for the AGC (white-level-setting) and another automatic clamping circuit for black-level control. Finally the RGB-signals pass the output-stages and reach pin 24, 27 and 30, leading to the RGB-video-output amplifiers.

5.2 RGB-Mode

The video-processor HA 11489 has two different RGB-inputs. The pins 4, 6 and 8 are connected to the SCART-socket BV 06 and the pins 3, 5 and 7 to the videotext-pin-strip BV 04. The input-mode-switch is being controlled also by the data-bus from IR 25. IR 25 releases the corresponding data according to the remote controlled commands. Simultaneously also the gating signal for both of the RGB-scources is switched over (pin 9/10). In order to achieve colour-saturation control also during RGB-operation it is necessary to convert the RGB-signals by matrix I into R-Y, B-Y and the Y-signal, because only these signals can pass the control stages. The signals then lead via the switch for RGB-operation into the normal signal-pass. Switch-over to RGB-operation is caused by the gating pulse of the RGB-scource.

Entrambi i segnali modulanti la portante cromatica attraversano i demodulatori sincroni che ricevono la portante da un oscillatore a 4,43 MHz la cui fase per il demodulatore R-Y è ruotata di 90°. Inoltre il demodulatore R-Y viene commutato riga per riga dal Flip-Flop-PAL tra la posizione di fase 0° e 180°. Alle uscite sono presenti i segnali demodulati R-Y (pin 10) e B-Y (pin 11). Se il segnale di ingresso al pin 1 è troppo piccolo o è presente un disturbo il killer disinserisce i segnali di uscita. Durante il ritorno di riga i segnali R-Y e B-Y vengono campionati.

Dal pin 8 di IC 01 il segnale cromatico a 4,43 MHz arriva anche allo stadio di campionamento del Burst che viene estratto con l'impulso Sandcastle al pin 15. Il Burst sincronizza l'oscillatore a 4,43 MHz e dopo aver attraversato il demodulatore H/2 il Flip-Flop-PAL. Un impulso di riga preparato in TL 21 con i fianchi ripidi sincronizza attraverso il pin 7 il Flip-Flop. La tensione di controllo per l'amplificatore viene ottenuta tra i pin 1 e 4 raddrizzando il valore di picco del Burst ed è misurabile al pin 2.

5. Processore Video

5.1 Elaborazione del segnale

I segnali differenza colore R-Y e B-Y arrivano dal decoder PAL agli ingressi pin 11 e 12 del processore video IV 19 (HA 11489). I due circuiti di clamping rendono possibile la successiva mescolazione nella matrice dei segnali differenza colore col segnale Y. Il successivo commutatore serve per passare ai segnali provenienti dagli ingressi RGB per riprodurli sul cinescopio. In funzionamento RGB la sorgente RGB è piotata dal segnale di blanking. Con i circuiti di campionamento collegati il colore può essere eliminato. Ciò avviene attraverso il bus-dati dal circuito di pilotaggio IR 25 con la regolazione zero della saturazione colore. A tale scopo i segnali R-Y e B-Y attraversano regolatori di saturazione separati per ogni canale. Ognuno è realizzato con un attenuatore digitale controllato attraverso il bus-dati da IR 25. Al pin 14 di IV 19 è applicato il clock, il pin 15 è l'ingresso dei dati ed il pin 16 riceve il segnale di abilitazione. Dopo la regolazione della saturazione i segnali differenza colore sono applicati alla matrice II.

Il segnale Y raggiunge dal commutatore video pin 41 attraverso TV 64, RV 62 la linea di ritardo Y VV 62 che contiene anche la trappola per il croma, e attraverso CV 61 l'ingresso Y pin 13. Attraversa poi un circuito di clamping e il commutatore per il funzionamento RGB. I regolatori per contrasto e luminosità che seguono sono anche essi controllati da IR 25 attraverso il bus-dati. In corrispondenza di variazioni di contrasto debbono essere regolati contemporaneamente anche i regolatori della saturazione per mantenere costante il contrasto colore. A ciò viene provveduto da IR 25. Quindi il segnale Y arriva alla matrice II che costruisce i segnali RGB.

Poichè il punto di lavoro non è definito con sufficiente precisione dalla matrice, per ogni segnale segue un circuito di clamping. I segnali sono limitati ad un livello inferiore per ottenere una corretta cancellazione durante i ritorni di riga e di quadro. Un livello superiore limita la corrente di picco. Quindi ognuno dei segnali RGB attraversa un amplificatore controllato per la regolazione automatica del guadagno (taratura del bianco) e un ulteriore circuito di clamping con il quale si ottiene la regolazione automatica del livello del nero. Attraverso gli amplificatori di uscita i segnali RGB raggiungono i pin 24, 27, 30 per gli stadi finali RGB.

5.2 Funzionamento RGB

Il processore video HA 11489 dispone di due ingressi RGB. I pin 4, 6, 8 sono collegati con la presa Peritelevisione BV 06 e i pin 3, 5, 7 con il connettore televideo BV 04. Il selettore degli ingressi è pilotato da IR 25 attraverso il bus-dati. IR 25 fornisce i dati corrispondenti quando viene comandato dal telecomando. Contemporaneamente anche il segnale di blanking delle due sorgenti RGB viene commutato (pin 9/10). Per rendere possibile anche in funzionamento RGB la regolazione della saturazione, i segnali RGB vengono trasformati nella matrice I in segnali R-Y, B-Y, Y poichè solo tali segnali attraversano gli stadi di regolazione. Essi arrivano attraverso il commutatore per il funzionamento RGB al percorso normale del segnale. Il commutatore in funzionamento RGB viene pilotato dal segnale di blanking della sorgente RGB.

5.3 Automatische Verstärkungs- und Schwarzwertregelung

Nach der Grundeinstellung mit PV 50, PV 70 auf Weiß sind Schwarzwert- und Verstärkungseinstellung bei dem Video-Prozessor HA 11489 nicht mehr notwendig, da eine getastete Regelung die Drift aller Videostufen einschließlich der RGB-Endstufen ausregelt. Der Zeilenzähler im HA 11489 wird zu Beginn des Bildrücklaufs gestartet. Für die automatische Verstärkungsregelung wird während der Zeilen 17, 18, 19 nacheinander ein Prüfimpuls in den Rot-, Grün- und Blau-Kanal eingetastet, so daß sich ein Abgleichstrom von ca. 300 µA pro Bildrohrkatode einstellt. Der Katodenstrom fließt z.B. in der Rot-Endstufe über RV 54, TV 51, PV 50, RV 25, RV 27 nach Masse (Pin 32 von IV 19 ist außer während der Zeilen 20 – 23 auf Masse geschaltet). Die Spannung über RV 27 wird mit einer Referenz im IV 19 verglichen. Die Differenz lädt oder entlädt den Kondensator für den jeweiligen Kanal (Rot: CV 17, Grün: CV 08, Blau: CV 38). Die Spannungen an den Kondensatoren steuern die Verstärkung der geregelten Verstärker im Signalweg, so daß der Weißwert konstant gehalten wird.

Um den Leckstrom der RGB-Endstufen zu kompensieren, werden während der 20. Zeile die drei Bildrohrsysteme dunkelgestastet. Damit bei den geringen Leckströmen in den Endstufen eine meßbare Spannung am Meßeingang Pin 33 entsteht, wird während der Zeilen 20 – 23 Pin 32 von Masse abgeschaltet. Der Leckstrom fließt jetzt z.B. in der Rot-Endstufe vom TV 51 über PV 50, RV 50 nach Masse und erzeugt einen entsprechenden Spannungsabfall. Dieser gelangt über RV 25 an den hochohmigen Pin 33. Die Spannung von Pin 33 wird im CV 48 gespeichert. Für die Schwarzwertregelung wird während der 21., 22. und 23. Zeile nacheinander ein Prüfimpuls in die RGB-Kanäle eingetastet, so daß sich ein Katodenstrom von ca. 10 µA pro Bildrohrsystem einstellt.

Die Meßspannung am Pin 33 des IV 19 wird mit der Spannung des CV 48 verglichen. Die Differenz lädt oder entlädt den Kondensator für den jeweiligen Kanal (Rot: CV 34, Grün: CV 36, Blau: CV 37). Die Spannungen an den Kondensatoren steuern die Arbeitspunkte der Klemmschaltungen vor den Ausgangsverstärkern im Signalweg. Der Schwarzwert wird so stabil gehalten.

5.4 Strahlstrombegrenzung

Da am Meßeingang Pin 33 des IV 19 eine Spannung anliegt, die der Summe der Katodenströme entspricht, erfolgt hierüber auch die Strahlstrombegrenzung. Mit CV 49 an Pin 35 des IV 19 wird der Gesamtstrom integriert und mit einer Referenzspannung von Pin 37 verglichen. Bei Erreichen von 70% des maximal zulässigen Strahlstromes beginnt sich die Verstärkung der RGB-Signale zu reduzieren. Zu einem späteren Zeitpunkt wird auch die Helligkeit reduziert, um genügend Kontrast zu behalten.

Durch die große Zeitkonstante des CV 49 mit dem integrierten Widerstand (ca. 30 kΩ) wird bei Sprüngen von einem dunklen Bild zu einem hellen Bild das Herabregeln des Strahlstromes stark verzögert. Über die wesentlich kleinere Zeitkonstante RV 24, CV 27 wird der normalerweise gesperrte TV 24 vom Stromsprung durchgeschaltet und lädt CV 49 auf. Die Begrenzung setzt schnell ein.

Nach dem Einschalten des Gerätes können bei kalten Katoden die Meßströme für die Verstärkungs- und Schwarzwertregelung noch nicht fließen. Durch den Regelkreis würde der Video-Prozessor den Schwarzwert auf hell und die RGB-Verstärkung auf Maximum einstellen. Bei der schnellen Erwärmung der Katoden steigt die Emission schneller als die im Vertikaltakt erfolgende Messung korrigieren kann. Als Folge würde die Bildröhre beim Einschalten stark übersteuert. Um dies zu vermeiden, wird beim Einschalten das Ansteigen der U 7a/12 V ausgenutzt und dem CV 49 über RV 50, CV 50 ein zusätzlicher Strom zugeführt. Die Strahlstrombegrenzung setzt ein und verringert die RGB-Verstärkung. Ist CV 50 aufgeladen, fließt kein zusätzlicher Strom mehr in den CV 49. Die Verstärkung steigt wieder, das Bild erscheint. Um auch nach kurzer Betriebsunterbrechung den Vorgang wieder ablaufen zu lassen, wird CV 50 beim Abschalten des Gerätes über DV 50 schnell entladen.

5.3 Automatic gain- and black-level control.

After the basic adjustments of PV 50 and PV 70 for white level, no further adjustments are necessary for black-level and amplification of the video-processor HA 11489, since a keyed AGC controls the drift of all video-stages and RGB-output. The h-line counter inside the HA 11489 is started at the beginning of vertical retrace. For AGC reasons it is necessary to introduce during the horizontal lines 17, 18 and 19 one after another a test pulse into the red, green and the blue channel so that a predetermined current of approxemately 300 µA for each gun is flowing. The cathode current for instance in the red output stage goes through RV 54, TV 51, PV 50, RV 25 and RV 27 to ground. (Pin 32 of IV 19 is switched to ground, except during the lines 20...23). The voltage across RV 27 is compared to a reference voltage within the IV 19. The resulting difference charges or discharges the capacitor for the corresponding channel (red: CV 17, green: CV 08 and blue: CV 38). This voltage controls the amplification of the regulated amplifier of the signal path in order to keep the white level constant.

During the 20th h-line the three CRT-guns are blanked to black level in order to compensate for the leakage current of the RGB-output stages. In order to produce a measureable voltage from the very low leakage currents of the output stages on the measuring input pin 33 it is necessary, to switch off the ground connection of pin 32 during the h-lines 20...23. The leakage current e.g. in the red-output stage flows now from TV 51 over PV 50 and RV 50 to ground and produces the corresponding voltage drop, which in turn, leads through RV 25 to the high impedance input pin 33. The voltage from pin 33 is stored by CV 48.

During the h-lines 21, 22 and 23, one after another a test pulse is keyed into the RGB-channels for black-level control, accordingly a cathode current of 10 µA for each gun system will appear.

The test voltage on pin 33 of the IV 19 is compared to the voltage of CV 48. The difference charges or discharges the capacitor for the corresponding channel (red: CV 34, green: CV 36 and blue: CV 37). The capacitor charge controls the operating point of the clamping circuit on the entrance of the output stages of the corresponding signal-path. Thus the black-level is kept stabilized.

5.4 Beam-current limiting

Since the sum voltage on pin 33 of IV 19 corresponds to cathode currents, the beam limiting also results from this voltage. The common current on pin 35 of IV 19 is integrated by CV 49 and compared to the reference voltage on pin 37. Reaching 70% of it's maximum permissible beam current, the amplification of the RGB-signals begin to reduce. A little later, also the brightness is being reduced in oder to keep the contrast level constant.

Due to the large time constant of CV 49 and the integrated resistance (approx. 30 kΩ) the reduction of the beam current is strongly delayed during high signal level changes from a dark to a bright level. Caused by the low time constant of CV 27 and RV 24, the normally reverse biased TV 24 is forced to conduct by the voltage jump, which charges CV 49. The limiting is quick reacting.

When the set is first switched on, the measuring currents are accordingly small due to the CRT-cathodes still being cold. Influenced by the control circuit, the video-processor would now control the black-level to bright and the RGB-amplification to maximum. According to the fast warm-up time of the cathodes the emission raises faster than the vertical time-base controlled measurement can correct. This would result in an overdrive for the CRT. In order to prevent this, the rising voltage U 7a/12 V after switch-on of the set is utilized to feed additional current to CV 49 via RV 50 and CV 50. This starts the beam current limiter and decreases the RGB-amplification. When CV 50 is fully charged, no additional current will charge CV 49 anymore. The amplification raises again and the picture will appear. In order that the circuit operates also in case of a short operational interruption, CV 50 is being discharged very fast via DV 50.

5.3 Regolazione automatica dell'amplificazione e del livello del nero

Dopo la regolazione iniziale per il bianco con PV 50, PV 70 le regolazioni del guadagno e del livello del nero con il processore video HA 11489 non sono più necessarie poichè una regolazione campionata corregge le derive di tutti gli stadi video compresi gli stadi finali RGB. Il contatore delle righe contenuto nel HA 11489 viene fatto partire all'inizio del ritorno di quadro. Per la regolazione automatica dell'amplificazione durante le righe 17, 18 e 19 viene inserito rispettivamente un impulso di controllo nei canali rosso, verde e blu in modo tale da provocare una corrente di circa 300 µA per catodo. La corrente di catodo scorre per esempio nello stadio finale del rosso attraverso RV 54, TV 51, PV 50, RV 25, RV 27 a massa (il pin 32 di IV 19 è ad eccezione delle righe 20 – 23 collegato a massa). La tensione attraverso RV 27 viene confrontata con un riferimento in IV 19. La differenza carica o scarica il condensatore del relativo canale (rosso: CV 17, verde: CV 08, blu: CV 38). Le tensioni dei condensatori pilotano l'amplificazione del segnale in modo tale che il valore del bianco sia mantenuto costante.

Per compensare la corrente di riposo degli stadi RGB durante la riga 20 i tre cannoni vengono interdetti. Per ottenere dalle deboli correnti negli stadi finali una tensione misurabile al pin 33 durante le righe 20 – 23 il pin 32 è collegato a massa. La corrente scorre ora per esempio nello stadio finale del rosso da TV 51 attraverso PV 50, RV 50 a massa e si ottiene una caduta di tensione proporzionale. Questa arriva attraverso RV 25 al pin 33 che è ad alta impedenza. La tensione di pin 33 viene memorizzata nel CV 48.

Per la regolazione del livello del nero viene applicato durante le righe 21, 22 e 23 successivamente un impulso di controllo nei canali RGB in modo tale da provocare ura corrente di circa 10 µA per cannone.

La tensione misurata al pin 33 di IV 19 viene confrontata con la tensione d CV 48. La differenza carica o scarica il condensatore del rispettivo canale (rosso: CV 34, verde: CV 36, blu: CV 37). Le tensioni dei condensatori definiscono il punto di lavoro dei circuiti di clamping che precedono gli amplificatori di uscita. I livello del nero in tal modo è mantenuto stabile

5.4 Limitazione della corrente di raggio

Poichè all'ingresso di misura pin 33 di IV 19 è presente una tensione proporzionale alla somma delle correnti catodiche, è possibile anche una limitazione della corrente di raggio. Con CV 49 al pin 35 di IV 19 la corrente totale viene integrata e confrontata con una tensione di riferimento al pin 37. Al raggiungimento del 70% della massima corrente ammessa l'amplificazione del segnale RGB comincia a ridursi. In un punto successivo viene ridotta anche la luminosità per conservare un contrasto sufficiente.

A causa della grande costante di tempo formata da CV 49 e dalla resistenza integrata (ca. 30 KOhm) la regolazione della corrente di raggio nel caso di passaggi rapidi da un quadro scuro ad un quadro chiaro è molto ritardata. Attraverso la relativamente piccola costante di tempo RV 24, CV 27 il transistor TV 24, normalmente interdetto, viene reso conduttore dai salti di corrente e carica CV 49. In questo modo la limitazione si adatta rapidamente.

All'accensione dell'apparecchio può darsi che le correnti di misura per la regolazione dell'amplificazione e del livello del nero non scorrano dai catodi ancora freddi. Attraverso il circuito di regolazione il processore video porta il livello del nero su un valore elevato e l'amplificazione RGB al massimo. Per il rapido riscaldamento dei catodi l'emissione cresce più rapidamente di quanto il controllo a cadenza di verticale possa correggere. Come conseguenza all'accensione il cinescopio è fortemente sovrapilotato. Per limitare tale fenomeno all'accensione viene controllato l'aumento di U 7a/12 V e attraverso RV 50, CV 50 viene applicata una corrente addizionale a CV 49. La limitazione di corrente è attiva e limita l'amplificazione RGB. Quando CV 50 è carico non scorre più alcuna corrente addizionale in CV 49. L'amplificazione aumenta di nuovo e appare l'immagine. Perchè il ciclo si compia anche dopo brevi spegnimenti, quando l'apparecchio viene disinserito CV 50 si scarica rapidamente attraverso DV 50.

6. RGB-Endstufen

Da die RGB-Endstufen alle identisch aufgebaut sind, soll hier nur die Rot-Endstufe erläutert werden. Es ist wieder die Active-Load-Schaltung (aktive Last) zur Anwendung gekommen. TV 52 verstärkt das vom Video-Prozessor IV 19/Pin 24 kommende Rot-Signal auf die erforderliche Amplitude. Um eine hohe Verstärkung zu erreichen und die Verlustleistung der Endstufe abzusenken, wählt man für den Kollektorwiderstand RV 52 einen hohen Wert. Liegt an der Basis von TV 52 ein negatives Signal an, so geht er in den Sperrzustand über. Ohne dem TV 50 würde bei einem 5 MHz-Signal der RV 52 in Folge seiner Größe die Bildröhrenkapazität nicht schnell genug umladen können. Dazu dient der als Emitterfolger geschaltete TV 50. Steigt die Spannung an seiner Basis über die der Bildrohrkatode an, so wird er leitend und lädt mit seinem niedrigen Innerwiderstand die Bildröhrenkapazität schnell in Richtung U 6 (200 V) um.

Liegt an der Basis von TV 52 ein positives Signal an, so sinkt die Kollektorspannung und steuert TV 51 über DV 51 durch. Der Katodenstrom fließt über RV 54, TV 51, PV 50, RV 25, RV 27 nach Masse (IV 19 schaltet Pin 32 nur während der Zeilen 20 – 23 von Masse ab). TV 51 arbeitet also für die abfallenden Flanken des Video-Signals als Emitterfolger wie TV 50 für die ansteigenden Flanken.

TV 51 dient außerdem als Meßtransistor für den Katodenstrom. Über PV 50, RV 25 fällt eine Spannung ab, die dem Katodenstrom entspricht. Diese wird dem IV 19/Pin 33 mitgeteilt. Ohne DV 55, DV 95 würde bei hohen Strahlströmen (z. B. 2 mA) die Spannung am Kollektor des TV 51 durch den großen Wert von PV 50 stark ansteigen (z. B. 100 V). Der TV 51 käme dadurch in die Sättigung, und der Katodenstrom würde dann über die Basis abfließen. Dem IV 19 würde dann die Information über die Größe des Katodenstromes fehlen und die Strahlstrombegrenzung würde nicht einsetzen. Der hohe Wert des PV 50 ist jedoch für die geringen Prüfströme beim automatischen Abgleich notwendig, damit an ihm eine meßbare Spannung abfällt. Steigt die Spannung am Kollektor vom TV 51 über ca. 21 V an, werden die Dioden DV 55, DV 95 leitend und IV 19 erhält über diesen Weg die Information über den Katodenstrom. TV 51 kommt dadurch auch nicht in die Sättigung.

Mit TV 81 werden beim Ausschalten des Gerätes die RGB-Endstufen noch einmal voll durchgesteuert, um die Hochspannung vom Zeilentrafo UL 65 über die Bildröhre zu entladen. Beim Ausschalten wird CV 81 durch RV 43 schnell entladen. Die Spannung an der Basis von TV 81 geht auf Null. TV 81 steuert voll durch und damit auch die RGB-Endstufen. CV 81 ist notwendig, damit der Wechselstromwiderstand des TV 81 sehr klein wird, sonst würde zwischen den RGB-Endstufen ein Übersprechen entstehen.

7. Spannungswandler im Primärnetzteil

7.1 Allgemeines

Anstelle eines konventionellen Netztransformators wird beim Chassis F 14 ein Spannungswandler verwendet, der mit einer Frequenz von ca. 24 kHz arbeitet. Der Wandlertrafo UP 40 konnte in Folge seiner geringen Größe mit auf der Grundplatte untergebracht werden. Er liefert folgende Betriebsspannungen:

U1/90 V für das Schaltnetzteil, welches eine stabilisierte Spannung von 108 V liefert.

U2/13 V dient als Anlaufspannung für die Zeilenablenkung und über IR 81 als Betriebsspannung für das Steuer-IC IR 25 und den Infrarot-Vorverstärker.

U3/22 V versorgt die Ton-Endstufe TDA 2030.

6. RGB-Output stages

Since all three (RGB) output stages are designed identically, only the red output stage will be explained. Again, an active-load circuit has been employed. Derived from the video-processor IV 19/pin 24, TV 52 amplifies the "red" signal to the required amplitude. To achieve a high amplification and to keep the leakage-power low, the value of the collector resistance RV 52 is high. During a negative signal on the base of TV 52, this transistor will be reversed biased. Without TV 50 the charge of the CRT-capacitance via the high ohmig RV 52 would take to long for frequencies in the range of 5 MHz. To achive a short time base, the emitter-follower TV 50 has been added. If the voltage on it's base raises above the level of the CRT-cathode, it will conduct and re-charges the CRT-capacitance via it's low internal impedance very fast in the direction of U 6 (200 V).

In case of a positive signal on the base of TV 52, the collector voltage will decrease, and causes TV 51 via DV 51 to conduct. The cathode current flows over RV 54, TV 51, PV 50, RV 25 and RV 27 to ground (IV 19 switches pin 32 off ground only during the h-lines 20...23) TV 51 operates thus for the falling slope of the video-signal as emitter-follower as TV 50 does for the rising slope.

TV 51 additionally operates as sensing-transistor for the cathode current. There is a voltage drop across PV 50 and RV 25 according to the cathode current, which controls IV 19/pin 33. Without the diodes DV 55 and DV 95, the voltage on the collector of TV 51 would increase (e.g. 100 V) in case of a high beam-current (e.g. 2 mA) due to the high value of PV 50. Thereby the TV 51 would go in full saturation and the cathode current discharges through the base. This would cause a lack of information on IV 19 about the cathode current level and subsequently beam current limiting would not take place.

But for the very low level test currents during automatic alignment, the high value of PV 50 is absolutely necessary in order to produce a measurable voltage drop. In case the voltage on the collector of TV 51 rises approx. to 21 V, the diodes DV 55 and DV 95 start to conduct and IV 19 gets information from this line about the level of cathode current, preventing TV 51 to go into the saturated state.

When the TV-set is switched off, the RGB-output stages are brought to full conduction by TV 81 in order to discharge the EHT from the line transformer via the picture tube in order to prevent "afterglow". Accordingly, CV 81 will be discharged through RV 43 very quick. The voltage on the base of TV 81 goes to zero, TV 81 is fully conducting subsequently also the RGB-output stages. CV 81 is required to keep the impedance of TV 81 very small otherwise cross-talk would occur between the RGB-stages.

7. Voltage-transducer of the primary-power-supply

7.1 General

Instead of an ordinary power-supply employing a power transformer, the chassis F 14 employs a voltage-transducer, operating with a frequency of 24 kHz. Because of it's small physical size it was possible to mount the transducer on the basic pcb. It produces the following operating voltages:

U1/90 V for the switch mode power supply, which delivers a stabilzed voltage of 108 V.

U2/13 V serves as starting voltage for horizontal deflection and over IR 81 as operating voltage for the control IC IR 25 and the infra-red pre-amplifier.

U3/22 V supply for the sound-output-stage TDA 2030.

6. Stadi finali RGB

Poichè gli stadi finali RGB sono tra loro identici è sufficiente descrivere il funzionamento di quello del rosso. E' ancora utilizzato il circuito Active-Load (carico attivo). TV 52 amplifica al livello necessario il segnale del rosso proveniente dal pin 24 del processore video IV 19. Per ottenere una elevata amplificazione e ridurre la potenza dissipata nello stadio finale si sceglie per la resistenza di collettore RV 52 un valore elevato. Se alla base di TV 52 è presente un segnale negativo, il transistor va in interdizione. Senza TV 50 con un segnale a 5 MHz RV 52 a causa del suo elevato valore non potrebbe scaricare la capacità del cinescopio in modo sufficientemente rapido. A questo scopo serve TV 50 collegato como inseguitore di emitter. Se la tensione alla sua base supera quella del catodo del cinescopio, esso diventa conduttore e carica con la sua bassa impedenza interna la capacità del cinescopio in direzione di U 6 (200 V) molto rapidamente.

Se alla base di TV 52 è presente un segnale positivo la tensione di collettore diminuisce e pilota TV 51 attraverso DV 51. La corrente catodica scorre attraverso RV 54, TV 51, PV 50, RV 25, RV 27 a massa (IV 19 collega a massa il pin 32 solo durante le righe 20 – 23). TV 51 lavora quindi, per i fronti di discesa del segnale video, come inseguitore di emitter così come TV 50 per i fronti di salita.

TV 51 serve inoltre come transistor di misura per la corrente catodica. Su PV 50, RV 25 cade una tensione proporzionale alla corrente catodica. Questa viene applicata al pin 33 di IV 19. Senza DV 55, DV 95 con correnti di raggio elevate (per es. 2 mA) la tensione al collettore di TV 51 per l'elevato valore di PV 50 salirebbe molto (per es. 100 V). TV 51 andrebbe in saturazione e la corrente catodica scorrerebbe attraverso la base. IV 19 perderebbe quindi l'informazione del valore della corrente catodica e la limitazione di corrente non sarebbe più attiva. L'elevato valore di PV 50 è tuttavia necessario per avere un basso valore di corrente durante la regolazione automatica perchè possa esserci ai suoi capi una tensione misurabile. Qualora pertanto la tensione sul collettore di TV 51 superi circa i 21 V i diodi DV 55, DV 95 divengono conduttori e IV 19 riceve attraverso questa via l'informazione sulla corrente catodica. Inoltre TV 51 non va in saturazione.

Allo spegnimento dell'apparecchio con TV 81 vengono completamente pilotati ancora una volta gli stadi finali RGB per scaricare dal cinescopio l'alta tensione del trasformatore di riga UL 65. Allo spegnimento CV 81 viene rapidamente scaricato attraverso RV 43. La tensione di base di TV 81 va a zero. TV 81 conduce completamente così come anche gli stadi finali RGB. CV 81 è necessario per rendere la resistenza in alternata di TV 81 molto piccola poichè in caso contrario tra gli stadi finali RGB ci sarebbe diafonia.

7. Convertitore di tensione nell'alimentatore principale

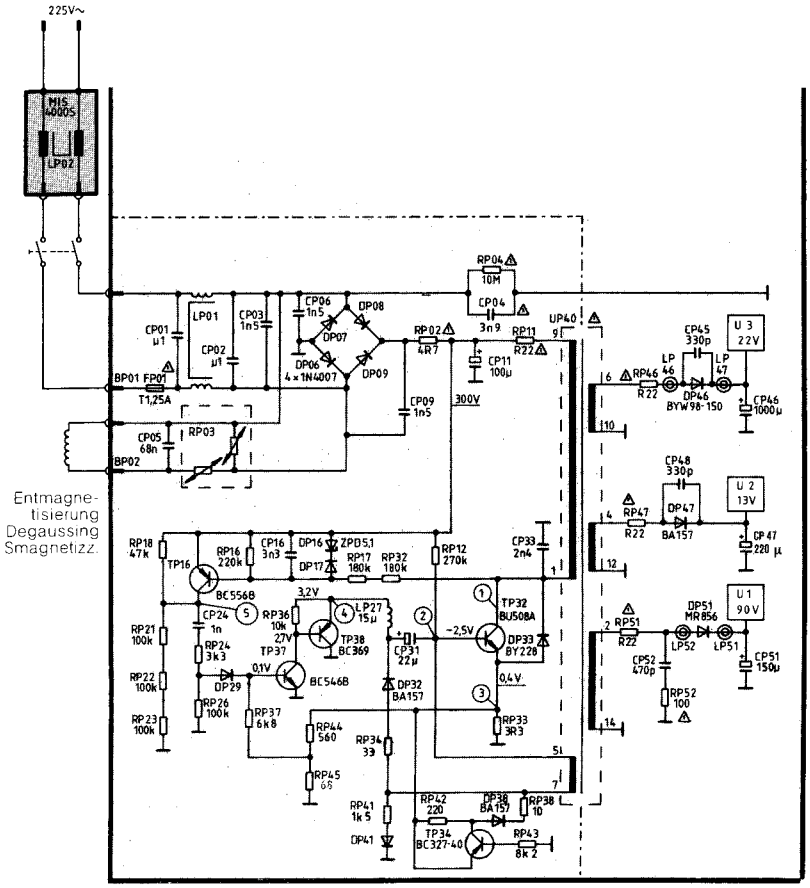
7.1 Generalità

In luogo di un convenzionale trasformatore di rete nel telaio F 14 viene utilizzato un convertitore di tensione che lavora ad una frequenza di circa 24 kHz. Il trasformatore UP 40 pertanto, per le sue ridotte dimensioni può essere montato sul telaio base. Esso fornisce le seguenti tensioni:

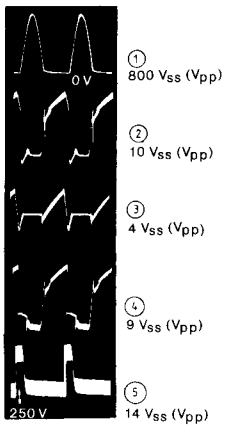
U1/90 V per l'alimentatore a commutazione che fornisce una tensione stabilizzata di 108 V.

U2/13 V Serve per la tensione di avviamento della deflessione e attraverso IR 81 come tensione di alimentazione per l'integrato di controllo IR 25 e per il preamplificatore Infra.

U3/22 V Alimenta lo stadio finale audio TDA 2030



Oszillogramme Primärnetzteil
Oscillogrammes of power supply primary
Oscillogrammi sezione di rete primaria



7.2 Funktion

Nach Betätigung des Netzschalters wird CP 11 über den Brückengleichrichter DP 06 – 09 und RP 02 auf ca. 300 V aufgeladen. Über RP 12 fließt ein Strom in die Basis von TP 32, schaltet ihn durch und startet damit den Betrieb des Netzteils. Durch die Primärwicklung 1/9 des UP 40 fließt ein linear ansteigender Strom über TP 32, RP 33 nach Masse. Dadurch wird in der Wicklung 5/7 eine Spannung induziert, die den TP 32 voll durchschaltet.

Nach dem Durchschalten von TP 32 wird CP 16 über RP 32, RP 17 aufgeladen. Wenn die Spannung des CP 16 – 0,7 V erreicht hat, schaltet TP 16 durch. Der am Kollektor entstandene Rechteckimpuls steuert über CP 24, RP 24, DP 29 den Transistor TP 37 durch und dieser wiederum den TP 38. Über TP 38, LP 27, CP 31 wird TP 32 gesperrt.

Die Wicklung 1/9 des UP 40 bildet mit CP 33 einen Reihenschwingkreis. Nach dem Sperren von TP 32 lädt der Induktionsstrom des UP 40 den CP 33 auf. Wenn die Kondensatorspannung ihren Maximalwert erreicht hat, entlädt er sich wieder über die Wicklung 1/9. Der Strom fließt jetzt in umgekehrte Richtung durch die Wicklung. Wenn die Spannung an CP 33 Null ist, fließt der Rückstrom weiter über RP 33, DP 33 (Abb. 2).

Die Spannung der Wicklung 5/7 hat die gleiche Form wie die der Primärwicklung 1/9 (Abb. 3). Sie schaltet TP 32 bereits zum Zeitpunkt t_2 ein. Der TP 32 übernimmt dann zum Zeitpunkt t_3 die Stromführung. Der Vorgang beginnt von vorne.

Die Betriebsfrequenz des Netzteils wird durch die Resonanzfrequenz des Schwingkreises CP 33 und der Wicklung 1/9 des UP 40 bestimmt, sowie durch die Zeitkonstante des Integrationsgliedes RP 32, RP 17, CP 16. Außerdem ist sie lastabhängig.

Während der Sperrphase von TP 32 begrenzen DP 16, DP 17 die Basis-Emitter-Spannung von TP 16 auf ca. 5,8 V. Steigt der Emitterstrom von TP 32 unzulässig hoch an, werden durch den Spannungsabfall an RP 33 über RP 44, RP 37 die Transistoren TP 37 und TP 38 früher durchgeschaltet als über TP 16 und TP 32 sperrt. LP 27 sorgt dafür, daß TP 32 nicht sofort voll sperrt, damit die Induktionsspannung in der Wicklung 1/9 nicht zu groß wird. DP 32 schützt die Basis von TP 32 vor zu großen Spannungsspitzen.

7.2 Function

After pressing the mains switch CP 11 will be charged to approx. 300 V by the bridge rectifier DP 06...09 and RP 02. A current from RP 12 controls the base of TP 32, which starts to conduct and thereby starting the operation of the power supply. A linear raising current flows in the primary winding 1/9 of UP 40 and via TP 32 and RP 33 to ground, thereby inducing a current into winding 5/7 and switches TP 32 to conduct, causing CP 16 to charge through RP 32 and RP 17. If this voltage reaches – 0.7 V on CP 16, then TP 16 starts to conduct. This causes a square-wave puls on the collector which, via CP 24, RP 24 and DP 29 starts transistor TP 37 to conduct and consequently also TP 38. TP 38 controls TP 32 via LP 27 and CP 31 to stop conducting.

Winding 1/9 of UP 40 together with CP 33 are a series tuned oscillating circuit. When TP 32 stops to conduct, the induced current of UP 40 charges CP 33. After the peak is reached, it is discharged again through the winding 1/9 and the current flows in the opposite direction. After discharge of CP 33 the back-current flows via RP 33 and DP 33 (see fig. 2).

The voltage-forms of the windings 5/7 and the primary 1/9 are identical (fig. 3). It causes TP 32 to switch already at the time-base t_2 but to proceed the current flow at the time base t_3. Thereafter repeating the procedure.

The operation frequency depends upon the resonant frequency of the oscillating circuit CP 33 and the winding 1/9 of UP 40 as well as the time constant of the integrated circuit RP 32, RP 17, CP 16 and according to the dependent load.

During the none-conducting phase of TP 32 the diodes DP 16 and DP 17 are limiting the base-emitter-voltage of TP 16 to approx. 5.8 V. If the emitter current of TP 32 rises above the tolerated limits, then the transistors TP 37 and TP 38 are switched to conduct earlier, caused by the voltage drop across RP 33 via RP 44 and RP 37, as to be locked by TP 16 and TP 32. LP 27 prevents complete shut off of TP 32 to quick, so that the induction peaks in the winding 1/9 do not overshoot. Diode DP 32 protects the base of TP 32 from voltage peaks.

7.2 Funzionamento

Azionando l'interruttore di rete attraverso DP 06–09 e RP 02, CP 11 viene caricato a circa 300 V. Attraverso RP 12 scorre una corrente in base a TP 32 che conduce e avvia il funzionamento dell'alimentatore. Attraverso l'avvolgimento primario 1/9 di UP 40 scorre attraverso TP 32, RP 33 verso massa una corrente linearmente crescente. Pertanto nell'avvolgimento 5/7 viene indotta una tensione che satura completamente TP 32.

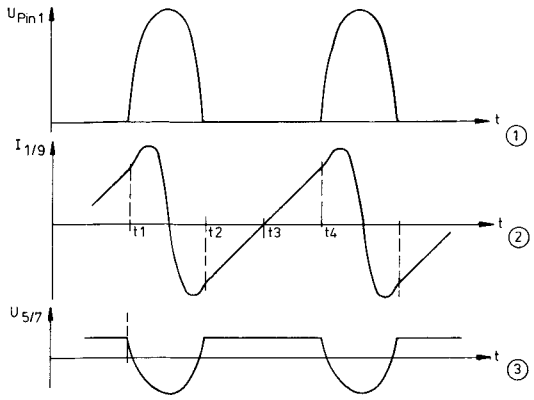
Una volta saturato TP 32 CP 16 viene caricato attraverso RP 32, RP 17. Quando la tensione di CP 16 ha raggiunto i – 0,7 V TP 16 conduce. L'impulso rettangolare presente sul collettore pilota attraverso CP 24, RP 24, DP 29 il transistor TP 37 e questi a sua volta TP 38. Attraverso TP 38, LP 27, CP 31 TP 32 viene interdetto.

L'avvolgimento 1/9 di UP 40 forma insieme a CP 33 un circuito oscillante. Dopo l'interdizione di TP 32 la corrente di induzione in UP 40 carica CP 33. Quando la tensione nel condensatore ha raggiunto il suo valore massimo questo si scarica nuovamente attraverso l'avvolgimento 1/9. La corrente scorre ora nell'avvolgimento in senso opposto. Quando la tensione su CP 33 è zero la corrente di ritorno scorre di nuovo attraverso RP 33, DP 33 (fig. 2).

La tensione dell'avvolgimento 5/7 ha la medesima forma di quella dell'avvolgimento primario 1/9 (fig. 3). Questa commuta il TP 32 all'istante t_2. TP 32 provvede alla conduzione dall'istante t 3. Il ciclo ricomincia quindi dall'inizio.

La frequenza di funzionamento dell'alimentatore è determinata dalla frequenza di risonanza del circuito oscillante formato da CP 33 e dall'avvolgimento 1/9 di UP 40 e dalla costante di tempo della rete di integrazione RP 32, RP 17, CP 16. E' inoltre dipendente dal carico.

Durante la fase di interdizione di TP 32 DP 16 e DP 17 limitano la tensione base emitter di TP 16 a circa 5,8 V. Se la corrente di emitter di TP 32 aumenta in modo incontrollato, attraverso la caduta di tensione su RP 33 attraverso RP 44 e RP 37 vengono pilotati il transistor TP 37 e successivamente TP 38 che attraverso TP 16 e TP 32 si interdicono. LP 27 provvede inoltre affinchè TP 32 non interdica bruscamente in modo che la tensione di induzione nell'avvolgimento 1/9 non diventi troppo grande. DP 32 protegge la base di TP 32 da impulsi di tensione troppo elevati.



Spannungen und Ströme des UP 40
Voltages and currents of UP 40
Tensioni e correnti di UP 40

Der Spulenstrom in der Wicklung 1/9 fließt durch:
Current and time-base of winding 1/9:
La corrente nell'avvolgimento 1/9 scorre attraverso:
$t_1 - t_2$: CP 33
$t_2 - t_3$: DP 33
$t_3 - t_4$: TP 32

7.3 Basisstromregelung für TP 32

Um im Stand-by-Betrieb nur eine geringe Stromaufnahme aus dem Netz zu erhalten, andererseits aber im Normalbetrieb den Transistor TP 32 voll durchsteuern zu können, wird der Basisstrom von TP 32 durch TP 34 geregelt. Im normalen Betrieb fließt ein hoher Strom durch TP 32. Dieser erzeugt einen entsprechenden Spannungsabfall an RP 33, der den Emitter von TP 34 ansteuert. Pin 7 des UP 40 wird dadurch während der Leitphase von TP 32 über RP 38, DP 38, TP 34, RP 33 an Masse gelegt. Die Spannung der Wicklung 5/7 kann den TP 32 voll durchschalten.

Im Stand-by-Betrieb fließt ein geringer Strom durch TP 32. Der Spannungsabfall an RP 33 reicht nicht aus, um TP 34 durchzusteuern. Pin 7 des UP 40 liegt jetzt während der Leitphase von TP 32 nur noch über RP 38, DP 38, RP 42, RP 33 an Masse. RP 42 begrenzt so den Basisstrom. TP 32 schaltet nicht mehr voll durch, und die Leistungsaufnahme aus dem Netz sinkt. DP 41 dient als Schutzdiode während der Sperrphase von TP 32.

Siehe auch „Hinweise zur Fehlersuche im Spannungswandler" auf Seite 19.

8. Schaltnetzteil

8.1 Funktionsprinzip

Es handelt sich um ein sogenanntes 'Step-up'-Netzteil, welches die Spannung U 1/90 V vom Primärnetzteil auf 108 V stabilisiert hochsetzt. Der Schalttransistor TL 54 wird während des Zeilenhinlaufs vom IL 03 Pin 7 durchgeschaltet. Durch den Strom, der jetzt durch LL 54, TL 54, RL 58 nach Masse fließt, sammelt die Ladespule LL 54 magnetische Energie. Ein negativer Zeilenrückschlagimpuls vom Zeilentrafo Pin 8 gelangt über RL 64, DL 64, DL 62 an die Basis von TL 54 und sorgt für dessen schnelle Sperrung. Das zusammenbrechende Magnetfeld in LL 54 erzeugt eine Induktionsspannung, die der U 1/90 V überlagert den CL 57 über DL 57 auflädt. Zur Vermeidung großer Spannungsspitzen dienen CL 56, DL 56, RL 56, da die Leistungsdiode DL 57 relativ träge ist.

8.2 Anlauffunktion

Nach dem Betätigen des Netzschalters liefert das Primärnetzteil mit dem Wandlertrafo UP 40 die Betriebsspannung U 1/90 V für das Schaltnetzteil und die Anlaufspannung U 2/13 V. Die U 1 dient gleichzeitig, solange das Schaltnetzteil noch nicht arbeitet, als vorläufige Betriebsspannung für die Zeilenendstufe und wird über LL 54, DL 57, LL 57 dem Zeilentrafo Pin 6 zugeführt. Die Treiberstufe mit TL 28 erhält die Anlaufspannung U 2/13 V über die Entkoppeldiode DP 61 und RP 61.

Sobald das Steuer-IC IR 25 über Pin 7 den TR 74 nicht mehr durchschaltet, kann der Spannungsregler IP 61 arbeiten, denn Pin 3 des IP 61 liegt nicht mehr an Masse. Die Anlaufspannung U 2/13 V gelangt über DP 61, IP 61, DL 01 an IL 03/Pin 8. Die Zeilenablenkung läuft an und erzeugt im Zeilentrafo die notwendigen Betriebsspannungen. Die U 4/18,5 V speist nun den Treibertransistor TL 28 und über RP 61 den Spannungsregler IP 61. DP 61 ist jetzt gesperrt.

Beim Einschalten beginnen die Bild- und Zeilenablenkstufen im IL 03 TEA 2026 bei einer Spannung ab 6 V an Pin 8 zu arbeiten. Das Schaltnetzteil beginnt dabei durch eine 'Soft-Start'-Schaltung allmählich zu arbeiten. Dadurch entsteht nur ein kleiner Einschaltstrom, der bis zu seinem Normalwert steigt.

7.3 Base-current control of TP 32

In stand-by operation, low power consumption is desired, but in normal-operation, TP 32 must supply full required power at ones. According to this demands the TP 32 base current is controlled by TP 34. In normal operation a high current flows through TP 32, and causes a corresponding voltage drop across RP 33 which controls the emitter of TP 34. Thereby, pin 7 of UP 40 will be switched to ground during conduction-time of TP 32 via RP 38, DP 38, TP 34 and RP 33. The voltage of the winding 5/7 is able to switch TP 32 to full conduction.

In stand-by operation the current through TP 32 is very small. The voltage drop across RP 33 is not sufficient to control TP 34. Pin 7 of UP 40 is now only grounded via RP 38, DP 38, RP 42 and RP 33 during conducting time of TP 32. Thus, RP 42 limits the base current. TP 32 is now not fully conducting and the power-consumption decreases. DP 41 protects TP 32 during the none conducting phase.

See also "Trouble shooting the voltage-transducer" on page 19.

8. Switch-mode-power-supply

8.1 Function principle

The power supply is a so called 'step-up' circuit which raises the primary voltage U 1/90 V to 108 V and stabilizes it. The switching transistor TL 54 is controlled by IL 03 (pin 7) to conduct during horizontal trace time. Due to the current which flows through LL 54, TL 54, RL 58 to ground, the coil LL 54 is charged with magnetic energy. A negative flyback pulse from the EHT transformer (pin 8) is fed via RL 64, DL 64 and DL 62 to the base of TL 54 and blocks the transistor instantly. The collapsing magnetic field within the coil LL 54 is causing an induction voltage, which is superimposed to the voltage U 1/90 V and charges CL 57 via DL 57. The additional components CL 56, DL 56, RL 56 prevent to high voltage peaks on DL 57, which is a slow acting type.

8.2 Start function

After switching on the mains switch the transducer UP 40 supplies the operating voltage U 1/90 V to the switch mode circuit and the start voltage U 2/13 V. The voltage U 1 forms the preliminary operating voltage for the horizontal output stage as long as the switch mode power supply is not working and is fed over LL 54, DL 57 and LL 57 to pin 6 of the EHT transformer. The driver transistor TL 28 is supplied with the start voltage U 2/13 V via the decoupling diode DP 61 and RP 61.

As soon as TR 74 is switched not to conduct by the control-IC IR 25/pin 7, the voltage control IP 61 starts to operate since pin 3 of the IP 61 is no longer grounded. The starting voltage U 2/13 V reaches IL 03 (pin 8) via DP 61, IP 61 and DL 01. The horizontal output stage starts to operate and produces the required operating voltages. The voltage U 4/18.5 V operates the driver transistor TL 28 and, passing RP 61 also the control stage IP 61. DP 61 is now reverse-biased.

Shortly after switch on and after the voltage on pin 8 of IC – IL 03 TEA 2026 has reached 6 V the vertical and the horizontal generator start to work. Because of the soft start circuit the switch mode power supply starts gradually to operate causing a transient current which is consequently very small and increases gradually to it's normal value.

7.3 Regolazione della corrente di base di TP 32

Per assorbire dalla rete in posizione stand-by solo una minima corrente dovendo potere d'altra parte il transistor TP 32 condurre completamente in funzionamento normale, la corrente di base di TP 32 è regolata attraverso TP 34. In funzionamento normale attraverso TP 32 scorre una corrente elevata. Ciò origina una caduta di tensione proporzionale su RP 33 che controlla l'emitter di TP 34. Il pin 7 di UP 40 viene quindi, durante la fase di conduzione di TP 32, collegato a massa attraverso RP 38, DP 38, TP 34, RP 33. La tensione dell'avvolgimento 5/7 può saturare completamente TP 32.

In funzionamento stand-by attraverso TP 32 scorre una corrente molto piccola. La caduta di tensione su RP 33 non è in grado di pilotare TP 34. Il pin 7 di UP 40 risulta ora, durante la fase di conduzione di TP 32, collegato a massa solo attraverso RP 38, DP 38, RP 42, RP 33. RP 42 limita in questo modo la corrente di base. TP 32 non satura più completamente e l'assorbimento di energia dalla rete diminuisce.

DP 41 serve come diodo di protezione durante l'interdizione di TP 32.

Vedi anche "Avvisi per la localizzazione di difetti nel convertitore di tensione" in pagina 19.

8. Alimentatore di rete

8.1 Principio di funzionamento

L'alimentatore è del tipo cosiddetto "step-up", che alza la tensione U 1/90 V dell'alimentatore primario a 108 V, stabilizzata. Il transistor di commutazione TL 54 viene messo in conduzione durante l'andata della riga dall'IL 03 piedino 7. Tramite la corrente, che ora scorre a massa attraverso LL 54, TL 54 e RL 58, la bobina di carica LL 54 accumula energia magnetica. L'impulso negativo di ritorno di riga dal trasformatore di riga, piedino 8, perviene attraverso RL 64, DL 64 e DL 62 alla base del TL 54, e lo mette rapidamente in interdizione. Il campo magnetico in caduta nella LL 54 genera una tensione indotta, che sovrappesta alla U 1/90 V carica il CL 57 attraverso DL 57. Ad evitare grandi picchi di tensione sono preposti CL 56, DL 56 e RL 56, dato che il diodo di potenza DL 57 è relativamente inerte.

8.2 Funzione di avviamento

Dopo che è stato azionato l'interruttore generale, l'alimentatore primario con il trasformatore UP 40 fornisce la tensione d'esercizio U 1/90 V, per l'alimentatore a commutazione e la tensione di spunto da U 2/13 V. La U 1 serve contemporaneamente – fino a quando l'alimentatore a commutazione non lavora ancora – da tensione d'esercizio provvisoria, per lo stadio finale di riga, e viene convogliata al piedino 6 del trasformatore di riga attraverso LL 54, DL 57 e LL 57. Lo stadio pilota con il TL 28 riceve la tensione di spunto da U 2/13 V attraverso il diodo di disaccoppiamento DP 61 e RP 61.

Non appena il circuito integrato IR 25 non pilota più attraverso il pin 7 TR 74, il regolatore di tensione IP 61 può lavorare in quanto il suo pin 3 non è più collegato a massa.

La tensione di avviamento U 2/13 V arriva a IL 03/pin 8 attraverso DP 61, IP 61, DL 01. Lade flessione di riga si avvia e nel trasformatore di riga si ottengono le tensioni di funzionamento necessarie. La U 4/18,5 V alimenta ora il transistor pilota TL 28 e attraverso RP 61 il regolatore di tensione IP 61. DP 61 è ora interdetto.

Al momento dell'accensione lo stadio di deflessione verticale e lo stadio di deflessione di riga nell'IL 03 TEA 2026 cominciano a lavorare in presenza di una tensione a partire da 6 V nel piedino 8. L'alimentatore a commutazione comincia allora a lavorare gradualmente grazie a un circuito "soft-start". In tal modo si forma solo una piccola corrente d'inserzione, che aumenta fino al suo valore normale.

8.3 Regelfunktion

Ein Teil der Betriebsspannung U_{sys}/108 V wird über den Spannungsteiler RL 48, PL 49, RL 49 dem IL 03 Pin 9 zugeführt. Diese Spannung wird im IC mit einer internen Referenzspannung von 1,26 V verglichen und steuert dann einen Phasenmodulator, der den TL 54 früher oder später durchschaltet. Sinkt z. B. die U_{sys}/108 V in Folge stärkerer Belastung oder durch Netzspannungsschwankungen, so wird der TL 54 durch IL 03 früher durchgeschaltet. Die Ladespule LL 54 kann mehr Energie sammeln und gibt diese nach dem Sperren von TL 54 über DL 57 an CL 57 ab. Die U_{sys}/108 V steigt wieder auf ihren Sollwert.

8.4 Schutzschaltung

Steigt die Spannung am Pin 28 des IL 03 über 1,26 V an, wird die Zeilen- und Bildablenkung, sowie das Schaltnetzteil abgeschaltet, bis die Spannung wieder unter 1,26 V fällt. Das Schaltnetzteil wird wieder durch das 'Soft-Start'-System gestartet. Wenn dieser Cyclus sich dreimal wiederholt hat, wird endgültig abgeschaltet. Ein erneuter Start ist nur möglich, wenn die Betriebsspannung des IL 03 an Pin 8 vorher auf Null war.

Steigt die U_{sys}/108 V unzulässig hoch an, so erhöht sich auch die Spannung U 4/18,5 V. Die Zenerdiode DL 63 wird leitend und erhöht über RL 61 die Spannung an Pin 28 des IL 03. Die Schutzschaltung setzt ein.

Bei zu großer Leistungsaufnahme des Gerätes würde TL 54 überlastet. An RL 58 entsteht ein erhöhter Spannungsabfall, der über RL 59, RL 61 die Schutzschaltung aktiviert.

9. Vertikalablenkung

9.1 Endstufe

Zur Leistungsverminderung arbeitet die Vertikalendstufe als geschalteter Ablenkgenerator. Da dieser nur eine positive Ablenkspannung erzeugt, liegt die V-Ablenkspule in einer Brückenschaltung zwischen der Betriebsspannung U 4/18,5 V und dem Generator (Abb. 4). Dadurch kommt es in der Ablenkspule zu dem erforderlichen Wechselstrom. Die folgenden zwei Beispiele sollen die Arbeitsweise dieser Schaltung erläutern.

1. Der Thyristor TF 34 ist immer gesperrt. Es werden nur die negativen Zeilenrückschlagimpulse an Pin 5 des Zeilentrafos UL 65 durch DF 33 an Masse gelegt. Durch diese Gleichrichterschaltung liegen an Pin 1 des UL 65 positive Rückschlagimpulse an, die den CF 41 über LL 32 auf ca. 190 V aufladen (Abb. 5). Es fließt ein Ablenkstrom vom CF 41 über die Ablenkspule in das Netzteil U 4/18,5 V.
2. Der Thyristor ist immer durchgeschaltet. Dadurch liegt Pin 5 des UL 65 immer an Masse. An Pin 1 des UL 65 sind jetzt die Zeilenrückschlagimpulse als Wechselspannung symmetrisch zur Nullinie vorhanden. Sie ergeben integriert am CF 41 0 V (Abb. 6). Der Ablenkstrom fließt jetzt in umgekehrter Richtung durch die Ablenkspule.

Vom IL 03 Pin 4 wird der Thyristor während des Zeilenhinlaufs mit einer impulsbreitenmodulierten Spannung durchgeschaltet. Die Ansteuerimpulse enden immer mit dem Zeilenrücklauf (Abb. 9). Die negativen Zeilenrückschlagimpulse an Pin 5 des UL 65 sperren den Thyristor wieder. Die Ansteuerimpulse sind am Bildanfang relativ schmal, und der Thyristor ist nur kurz durchgeschaltet. Das ergibt nach dem ersten Beispiel an CF 41 eine hohe Spannung (ca. 31 V). Bis zum Bildende werden die Ansteuerimpulse kontinuierlich verbreitert. Der Thyristor schaltet immer länger durch, und die Spannung am CF 41 sinkt (ca. 7 V). Während des Bildrücklaufs bleibt der Thyristor gesperrt. Das ergibt am CF 41 die maximale Spannung, welche einen schnellen Bildrücklauf bewirkt.

Abb. 8 – 11 zeigt die einzelnen Spannungen phasenrichtig untereinander, jeweils am Anfang, in der Mitte und am Ende eines Halbbildes. Auf Abb. 7 ist die V-Ablenkspannung während einer ganzen Halbbildperiode dargestellt. Die horizontalen Restanteile sind vernachlässigbar, da die V-Ablenkspule für diese Frequenzen einen zu großen Blindwiderstand besitzt.

8.3 Control function

A part of the operating voltage U_{sys}/108 V is reduced by a voltage divider RL 48, PL 49 and RL 49 and is fed to pin 9 of IL 03. This voltage is compared inside the IC with a reference voltage of 1,26 V and controls thereafter the phase modulator, which in turn controls TL 54 slower or faster. If for instance the operating voltage U_{sys}/108 V is decreasing due to a high load or because of mains voltage fluctuations, then the transistor TL 54 will be switched earlier. The loading coil LL 54 will thus be charged with higher energy and leads this energy after TL 57 is blocked via DL 57 to CL 57. Consequently U_{sys}/108 V rises again to it's nominal value.

8.4 Protection circuit

If the reference voltage on pin 28 of IL 03 exceeds 1,26 V, then the vertical and horizontal deflection circuits as well as the switch mode power supply are cut off until the reference voltage decreases again below 1,26 V and the switch mode power supply will be started again by the 'soft-start' system. If this cyclus has repeated 3 times, then the set will be finally switched off. A new start is now only possible, if the operating voltage on pin 8 of IL 03 was previously on zero.

In case U_{sys}/108 V increases too high, then also U 4/18,5 V will increase. The Zener-diode DL 63 will now conduct and raises the voltage RL 61 on pin 28 of IL 03. The protection circuit will now go in action.

In case of too much power consumption of the set the TL 54 will be overloaded. An increased voltage drop across RL 58 is then registered and is fed via RL 59 and RL 61 to control the protection circuit.

9. Vertical deflection

9.1 Output stage

Because of power reduction the vertical output stage operates as a switched deflection generator. Since this generator can only produce a positive deflection voltage, is the vertical deflection coil part of a bridge circuit and is positioned between the operating voltage U 4/18,5 V and the generator (fig. 4). Thereby producing the required AC-current withing the deflection coil. The following two examples shall explain the operating conditions.

1. The thyristor TF 34 is constantly blocked. Only the negative flyback pulses on pin 5 of the line transformer UL 65 are switched to ground by DF 33. Due to this rectifier circuit does pin 1 of UL 65 show positive flyback pulses, which in turn charge CF 41 via LL 32 to approximately 190 V (fig. 5). A deflection current will flow from CF 41 over the deflection coil into the power supply U 4/18,5 V.
2. The thyristor is constantly conducting. Thereby is pin 5 of UL 65 permanently switched to ground. The flyback pulses on pin 1 of UL 65 are now positioned symmetrically to the zero line. By integration through CF 41 this will result in zero volt (fig. 6). The deflection current flows now in reverse direction through the deflection coil.

By pulse-width modulated voltage from IL 03 pin 4 the thyristor will be controlled to conduct. The control pulses always end with the horizontal retrace (fig. 9). The negative flyback pulses on pin 5 of UL 65 block the thyristor again. The control pulses are relatively narrow at a start of the frame and the thyristor is conducting only a short moment. This results – as in example no. 1 – in a relative high voltage (appr. 31 V) on CF 41. Towards the end of the frame, the pulse-width will increase continously. The conducting time of the thyristor will increase more and more and the voltage on CF 41 is decreasing to approximately 7 V. During vertical retrace time the thyristor remains blocked. This results in a high voltage charge in CF 41 and causes a fast vertical retrace.

Fig. 8 – 11 illustrate the correct phase relationship between the different pulse waveforms at the beginning, in the center and at the end of a frame. Fig. 7 illustrates the vertical deflection voltage during a full frame periode. The horizonal flyback portions are negligible because the vertical deflection coil is a too large reactance impedance for these frequencies.

8.3 Funzione di regolazione

Una parte della tensione d'esercizio U_{sys}/108 V viene convogliata all'IL 03, piedino 9, attraverso il partitore di tensione RL 48, PL 49, RL 49. Questa tensione viene confrontata nell'IC con una tensione di riferimento interna di 1,26 V, e pilota poi un modulatore di fase, che mette in conduzione TL 54 in anticipo oppure in ritardo. Ad esempio, se la U_{sys}/108 V si abbassa a causa di un notevole carico o a causa di fluttuazioni della tensione di rete, TL 54 viene messo in conduzione in anticipo da IL 03. La bobina di carica LL 54 può accumulare più energia, e la cede a CL 57, attraverso DL 57, dopo l'interdizione di TL 54. La U_{sys}/108 V sale nuovamente al suo valore nominale.

8.4 Circuito di protezione

Se la tensione nel piedino 28 dell'IL 03 aumenta al di sopra di 1,26 V, la deflessione di riga e la deflessione verticale, come pure l'alimentatore a commutazione, vengono disinseriti fino a che la tensione cada nuovamente al di sotto di 1,26 V. L'alimentatore a commutazione viene fatto partire nuovamente dal sistema "soft-start". Se questo ciclo si è ripetuto tre volte, avviene il definitivo disinserimento. Una nuova partenza sarà possibile solamente se la tensione d'esercizio di IL 03 nel piedino 8 è stata previamente su zero.

Se la U_{sys}/108 V aumenta in misura inammissibile, aumenta anche la tensione U 4/18,5 V. Il diodo zener DL 63 conduce, ed attraverso RL 61 aumenta la tensione nel piedino 28 di IL 03. Il circuito di protezione entra in funzione.

In caso di eccessivo assorbimento di potenza dell'apparecchio, TL 54 verebbe sovraccaricato. In RL 58 si forma un'accresciuta caduta di tensione che attraverso RL 59, RI 61 attiva il circuito di protezione.

9. Deflessione verticale

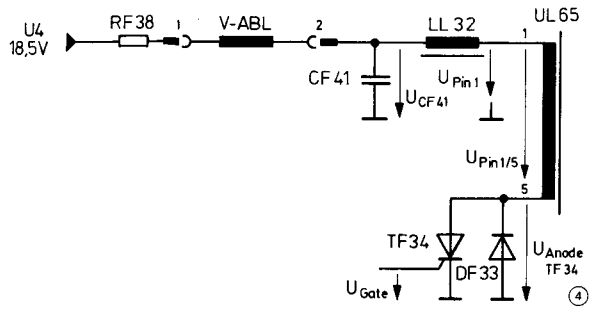
9.1 Stadio finale

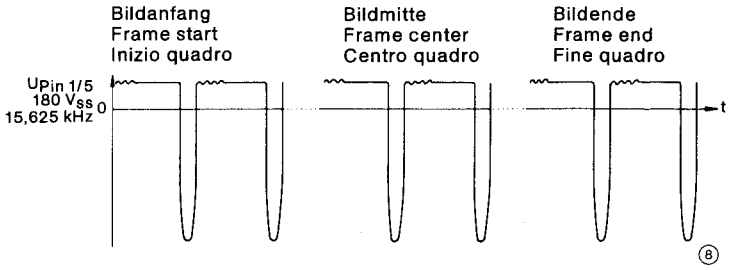
Allo scopo di ridurre l'assorbimento di potenza lo stadio finale verticale lavora come generatore di deflessione a commutazione. Dato che questo genera solo una tensione di deflessione positiva, la bobina di deflessione verticale si trova in un circuito a ponte tra la tensione d'esercizio U 4/18,5 V, e il generatore (Fig. 4). In tal modo nella bobina di deflessione si ha la corrente alternata necessaria. I due esempi seguenti hanno lo scopo di chiarire il funzionamento di questo circuito.

1. Il tiristor TF 34 è sempre interdetto, Vengono messi a massa, attraverso DF 33, solo gli impulsi negativi di ritorno di riga nel piedino 5 del trasformatore di riga UL 65. Tramite questo circuito raddrizzatore nel piedino 1 di UL 65 sono applicati impulsi di ritorno positivi che caricano il CF 41, attraverso LL 32, fino a circa 190 V (Fig. 5). Attraverso la bobina di deflessione scorre una corrente di deflessione da CF 41 all'alimentatore U 4/18,5 V.
2. Il tiristor è sempre in conduzione. In tal modo il piedino 5 di UL 65 è sempre a massa. Nel piedino 1 di UL 65 sono ora presenti gli impulsi di ritorno di riga sotto forma di tensione alternata simmetricamente alla linea dello zero. Da essi risultano, integrati nel CF 41, 0 V (Fig. 6). La corrente di deflessione scorre ora in direzione inversa attraverso la bobina di deflessione.

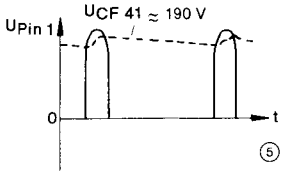
Durante l'andata della riga il tiristor viene messo in conduzione da IL 03, piedino 4, con una tensione modulata in larghezza d'impulso. Gli impulsi di pilotaggio finiscono sempre con il ritorno della riga (Fig. 9). Gli impulsi negativi di ritorno di riga nel piedino 5 di UL 65 interdicono nuovamente il tiristor. All'inizio del quadro gli impulsi di pilotaggio sono relativamente stretti, ed il tiristor conduce solo per breve tempo. Da ciò, in base al 1. esempio, deriva in CF 41 una tensione elevata (circa 31 V). Fino alla fine del quadro gli impulsi di pilotaggio vengono continuamente allargati. Il tiristor conduce sempre più a lungo, e la tensione in CF 41 si abbassa (circa 7 V). Durante il ritorno del quadro il tiristor rimane in interdizione. Da ciò deriva in CF 41 la tensione massima, che provoca un rapido ritorno del quadro.

Le Fig. 8-9-10-11 mostrano le singole tensioni nel corretto rapporto di fase reciproco, all'inizio, al centro ed alla fine di un semiquadro. In Fig. 7 è rappresentata la tensione di deflessione verticale durante l'intero periodo di un semiquadro. Le componenti residue orizzontali sono trascurabili, perchè la bobina di deflessione verticale possiede una resistenza reattiva troppo grande per queste frequenze.

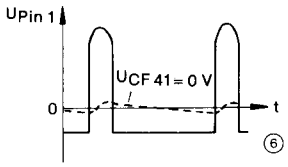


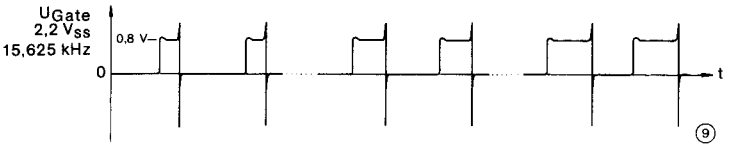


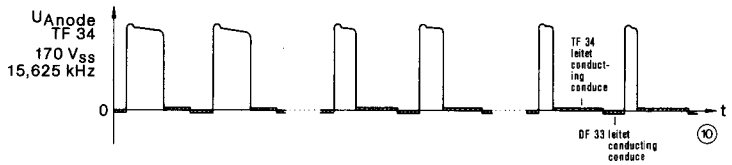
TF 34 sperrt immer
TF 34 constantly locked
TF 34 sempre interdetto

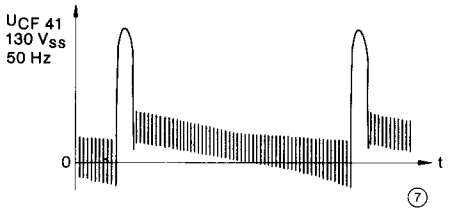


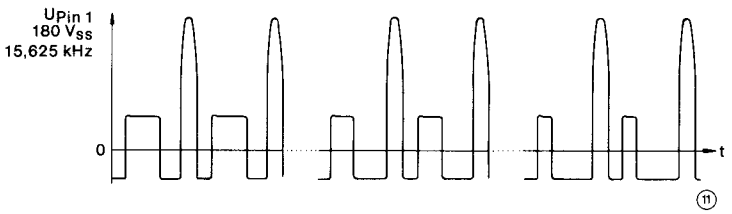
TF 34 immer leitend
TF 34 always conducting
TF 34 sempre conduttore











9.2 Ansteuerung

Die gesamte Ansteuerschaltung für den Vertikalthyristor befindet sich im IL 03. Zuerst wird ein 50-Hz-Sägezahn an Pin 5 erzeugt (3,5 V_{SS}). CF 21 dient als Ladekondensator und die Spannung U_{SYS}/108 V über die Hochohmwiderstände RF 19, RF 21 als Stromquelle. Die 50-Hz-Frequenz wird durch Teilung von dem 500-kHz-Quarzoszillator abgeleitet und durch die V-Synchronimpulse synchronisiert. Der 50-Hz-Sägezahn steuert einen Phasenmodulator, der mit Zeilenfrequenz arbeitet. Je höher der Momentanwert des Sägezahns ist, desto breiter ist der zeilenfrequente Rechteckimpuls am Ausgang des Modulators. Mit dem vertikalen Bildlageregler PF 34 wird der Arbeitspunkt des Modulators eingestellt. Durch die einstellbare Gleichspannung wird der zeilenfrequente Rechteckimpuls am Ausgang des Modulators über eine Halbbildperiode insgesamt breiter oder schmaler. Dadurch wird auch der Gleichspannungsanteil an CF 41 verändert. Die Bildlage ändert sich entsprechend. Die impulsbreiten-modulierte Spannung durchläuft die Ausgangsstufe und liegt am Ausgang Pin 4 des IL 03 zur Ansteuerung des Thyristors an. Im Fehlerfall ($U_{Pin\ 28} > 1{,}26$ V) wird die Ausgangsstufe durch die Schutzschaltung abgeschaltet.

9.3 Bildkorrektur

RF 38 liegt in Serie mit der V-Ablenkspule, so daß über ihm eine Spannung abfällt, die dem Ablenkstrom proportional ist. Diese Spannung wird als Gegenkopplungsspannung dem Phasenmodulator zugeführt. Sie gelangt über PF 37, RF 27, RF 25 zum Pin 2 des IL 03. Mit PF 37 ist die Amplitude der Gegenkopplungsspannung einstellbar und ändert damit die Bildhöhe.

Mit DF 28, DF 31, RF 31 wird die Tangenskorrektur durchgeführt. In der Bildmitte ist die Spannung über RF 38 so gering, daß die Dioden DF 28, DF 31 nicht leiten. Im oberen und unteren Bildviertel wird der Schwellwert der entsprechenden Diode überschritten und erhöht so über RF 28 die Gegenkopplungsspannung. Der Ablenkstrom steigt nicht mehr so steil an. RF 31 erhöht während der Leitphase den Strom in den Dioden, wodurch die Temperaturdrift reduziert wird.

9.2 Control circuit

The total steering control circuit for the vertical thyristor is part of the IL 03. At first, a 50 Hz sawtooth voltage is produced on pin 5 (3,5 V_{pp}). The supply voltage U_{SYS}/108 V is the current source for the charging capacitor CF 21 which is charged via the high ohmig resistors RF 19 and RF 21. The 50 Hz frequency is a product of the divided 500 kHz crystal oscillator and is synchronized by the vertical sync pulse. The 50 Hz sawtooth controls a phase modulator which works with line frequency. The higher the present saw tooth is, the wider is the horizontal square wave pulse on the output of the modulator. The operating point of the modulator is adjusted by the vertical positioning control PF 34. Controlled by the adjustable DC-voltage is the horizontal square wave pulse on the output of the modulator smaller or wider during a frame periode. This causes also the DC-level on CF 41 to change and consequently changes the vertical frame position. The puls-width-modulated voltage is fed through the output stages and is present on pin 4 of IL 03 for control of the thyristor. In case of a fault ($U_{pin\ 28} < 1{,}26$ V) is the output stage cut off by the protection circuit.

9.3 Picture geometry

RF 38 is switched in series with the vertical deflection coil so that a voltage drop across this resistor is proportional to the deflection current. The voltage is used as a negative feedback voltage for the phase modulator. Via PF 37, RF 27 and RF 25 the voltage is fed to pin 2 of IL 03. By change of the amplitude of the feedback voltage with PF 37, the vertical height can be adjusted.

The tangent correction takes place with DF 28, DF 31 and RF 31. The voltage across RF 38 is very small in the center of the screen, so that the diodes DF 28 and DF 31 are not conducting. In the upper and the lower part of the frame the threshold voltage of the corresponding diode will be exceeded and will raise the negative feedback voltage across RF 28. The deflection current will not increase so steep. RF 31 increases the current through the diodes during the time of conduction and reduces thereby the temperature drift.

9.2 Pilotaggio

L'intero circuito di pilotaggio per il tiristor verticale si trova nell'IL 03. Dapprima viene prodotto un dente di sega da 50 Hz nel piedino 5 (3,5 V_{pp}). CF 21 serve da condensatore di carica e la tensione U_{SYS}/108 V, attraverso le resistenze ad alta impedenza RF 19 e RF 21, funge da sorgente di corrente. La frequenza di 50 Hz viene derivata, mediante divisione, dall'oscillatore al quarzo da 500 kHz e sincronizzata mediante gli impulsi di sincronismo verticale. Il dente di sega da 50 Hz pilota un modulatore di fase che lavora con frequenza di riga. Quanto più alto è il valore istantaneo del dente di sega, tanto più largo è l'impulso rettangolare a frequenza di riga all'uscita del modulatore. Il punto di lavoro del modulatore viene messo a punto con il regolatore verticale di posizione del quadro PF 34. Grazie alla tensione continua regolabile, l'impulso rettangolare a frequenza di riga all'uscita del modulatore diviene complessivamente più largo o più stretto per il periodo di un semiquadro. In tal modo viene cambiata anche la componente di tensione continua in CF 41. La posizione del quadro varia corrispondentemente. La tensione modulata in larghezza d'impulso passa attraverso lo stadio d'uscita e si trova applicata all'uscita piedino 4 di IL 03 per pilotare il tiristor. In caso di difetto ($U_{pin\ 28} > 1{,}26$ V) lo stadio d'uscita viene disinserito dal circuito di protezione.

9.3 Correzione verticale

RF 38 si trova in serie con la bobina di deflessione verticale, cosiché sopra di essa cade una tensione che è proporzionale alla corrente di deflessione. Questa tensione viene portata al modulatore di fase come tensione di controreazione. Essa perviene al piedino 2 di IL 03, attraverso PF 37, PF 27 e RF 25. Mediante PF 37 si può regolare l'ampiezza della tensione di controreazione, e in tal modo varia l'altezza del quadro.

La correzione tangenziale viene effettuata con DF 28, DF 31 e RF 31. Al centro del quadro la tensione attraverso RF 38 è così esigua che i diodi DF 28 e DF 31 non conducono. Nel quarto superiore e nel quarto inferiore del quadro il valore di soglia del relativo diodo viene superato, ed in tal modo, attraverso RF 38, aumenta la tensione di controreazione. La corrente di deflessione non aumenta più con un andamento così ripido. Durante la fase di conduzione RF 31 aumenta la corrente nei diodi, e di conseguenza viene ridotta la deriva termica.

10. Horizontalablenkung

10.1 Horizontalgenerator

Die gesamte Schaltung für die Zeilenablenkung bis zur Ansteuerung des Treibertransistors befindet sich im IL 03. Die Zeilenfrequenz wird mit einem 500-kHz-Quarzoszillator und anschließender Teilung erzeugt (500 kHz : 32 = 15,625 kHz).

Nach der Teilung gelangt die Zeilenfrequenz an die erste Phasenvergleichsstufe, wo sie mit den H-Synchronimpulsen aus dem Amplitudensieb verglichen wird. Die dabei entstehende Regelspannung steuert den Quarzoszillator nach und hält damit die Phase zwischen den H-Synchronimpulsen und der Zeilenfrequenz konstant. Diese erste Phasenvergleichsstufe hat zwei Zeitkonstanten, eine kurze beim Einfangen von Sendern und danach automatisches Umschalten auf eine lange Zeitkonstante für hohe Störsicherheit. Während des AV-Betriebs wird Pin 23 des IL 03 auf Masse gelegt. Es bleibt jetzt nur die kurze Zeitkonstante eingeschaltet. Eine zweite Phasenvergleichsstufe wird durchlaufen, die die Phase zwischen dem H-Oszillator und den Zeilenrückschlagimpulsen konstant hält. Am Pin 16 des IL 03 ist die zweite Phasenvergleichsstufe mit einer Gleichspannung beeinflußbar, so daß dadurch die horizontale Bildlage einstellbar ist (PL 01). In einer folgenden Stufe wird ein Ausgangsimpuls mit einer konstanten Impulsdauer von 26 µs erzeugt. Über die Ausgangsstufe gelangt dieses Signal an den Ausgang Pin 10 des IL 03 und steht mit 4 V_{SS} zur Ansteuerung des Treibertransistors zur Verfügung. Im Fehlerfall ($U_{Pin\ 28}$ > 1,26 V) wird die Ausgangsstufe durch die Schutzschaltung abgeschaltet.

10.2 Zeilenendstufe

Der Treibertransistor TL 28 verstärkt das vom IL 03 kommende zeilenfrequente Signal, um über den Treibertransformator LL 32 den erforderlichen Basis-Sättigungsstrom des TL 37 zu erzeugen. Die beim Abschalten des Stromes in LL 32 entstehenden Spannungsspitzen werden mit CL 31, RL 31 bedämpft. Der Transistor TL 37 arbeitet als Schalter, der während des Zeilenhinlaufs von der Zeilenmitte bis zum Zeilenende durchgeschaltet wird. Vom Zeilenanfang bis zur Zeilenmitte ist die Diode DL 37 durchgeschaltet. Während des Zeilenrücklaufs bleibt die Diode und der Transistor gesperrt. Der Ablenkstrom fließt über den Rücklaufkondensator CL 37, welcher jetzt in Serie zum Hinlaufkondensator CL 41 liegt und die Schwingfrequenz des Ablenkkreises erhöht. Abb. 12 zeigt stark vereinfacht den Ablenkschwingkreis. Mit CL 42, CL 43, DL 43, RL 43 wird der Ablenkkreis bedämpft.

10. Horizontal deflection

10.1 Horizontal generator

The complete circuitry for the horizontal deflection up to the steering of the driver transistor is part of the IL 03. The line frequency is produced by a 500 kHz crystal oscillator and a following divider (500 kHz : 32 = 15,625 kHz).

After dividing, the line frequency is fed to the first phase comparator stage in which the comparison takes place with the h-sync pulses from the sync separator. Hereby a regulating voltage is produced, which controls the crystal oscillator, thereby keeping the phase between the h-sync pulses and the line frequency constant. The first h-phase comparator has two time constantes. A short constant for transmitter locking followed by a switch over to a long time constant for high interference protection. During AV-operation pin 23 of IL 03 is grounded. Only the short time constant is switched on. The second phase comparator is used in order to keep the phase between the h-oscillator and the flyback pulses constant. The second phase comparator can be influenced by a DC-voltage which is fed to pin 16 of IL 03 and can be used to shift the horizontal centering (PL 01). In a following stage an output pulse is produced with a constant pulse duration of 26 µs. This signal is fed to output pin 10 of IL 03 and is directed to the driver stage with an amplitude of 4 V_{pp}. In case of a fault ($U_{pin\ 28}$ < 1,26 V) the output stage is switched off by the protection circuit.

10.2 Horizontal output stage

The driver transistor TL 28 amplifies the horizontal signal from IL 03 in order to get the required base current via the driver transformer LL 32 to the transistor TL 37. The peak inductance currents produced during switch-off of the current in LL 32 are damped by CL 31 and RL 31. The transistor TL 37 operates as a switch which is conducting during trace time from the center to the end of a horizontal line while the diode DL 37 is conducting from the beginning to the center of a line.

During retrace time the diode and the transistor are blocked. The deflection current flows over the retrace capacitor CL 37 which is now in series with trace time capacitor CL 41 and increases the oscillating frequency within the deflection circuit.

Fig. 12 illustrates the simplified deflection oscillation circuit. CL 42, CL 43, DL 43 and RL 43 are components for damping of the deflection circuit.

10. Deflessione orizzontale

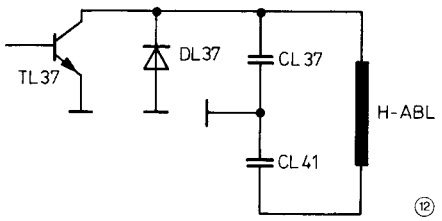
10.1 Generatore orizzontale

L'intero circuito per la deflessione di riga, fino al pilotaggio del transistor pilota, si trova nell'IL 03. La frequenza di riga viene prodotta con un oscillatore al quarzo da 500 kHz e mediante successiva divisione (500 kHz : 32 = 15,625 kHz).

Dopo l'avvenuta divisione la frequenza di riga arriva al primo stadio di confronto di fase, dove essa viene confrontata con gli impulsi di sincronismo orizzontale provenienti dal filtro d'ampiezza. La tensione di regolazione che così si forma corregge l'oscillatore al quarzo e mantiene in tal modo costante la fase tra gli impulsi di sincronismo orizzontale e la frequenza di riga. Questo primo stadio del confronto di fase ha due costanti di tempo: una costante di tempo breve al momento in cui vengono captate le emittenti, a cui fa seguito una commutazione automatica su una costante di tempo lunga per un'elevata sicurezza contro i disturbi. Durante il funzionamento AV (audiovisivi) il piedino 23 di IL 03 viene messo a massa. Ora rimane inserita solo la costante di tempo breve. Viene percorso un secondo stadio di confronto di fase, che mantiene costante la fase tra l'oscillatore orizzontale e gli impulsi di ritorno di riga. Nel piedino 16 di IL 03 si può intervenire sul secondo stadio del confronto di fase con una tensione continua: ciò consente di regolare la posizione orizzontale del quadro (PL 01). In uno stadio successivo viene prodotto un impulso d'uscita con una durata costante di impulso di 26 µs. Attraverso lo stadio d'uscita questo segnale arriva all'uscita piedino 10 di IL 03 ed è a disposizione con 4 V_{pp} per pilotare il transistor pilota. In caso di difetto ($U_{pin\ 28}$ > 1,26 V) lo stadio d'uscita viene disinserito dal circuito di protezione.

10.2 Stadio finale di riga

Il transistor pilota TL 28 amplifica il segnale a frequenza di riga proveniente da IL 03, allo scopo di produrre, attraverso il trasformatore di pilotaggio LL 32, la nesessaria corrente di saturazione di base del TL 37. I picchi di tensione che si formano al disinserimento della corrente in LL 32 vengono attenuati con CL 31, RL 31. Il transistor TL 37 lavora come interruttore che durante l'andata di riga viene messo in conduzione dal centro della riga fino alla fine della riga. Dall'inizio della riga al centro della riga il diodo DL 37 è in conduzione. Durante il ritorno della riga il diodo e il transistor rimangono in interdizione. La corrente di deflessione scorre attraverso il condensatore di ritorno CL 37, che ora è in serie con il condensatore d'andata CL 41 ed aumenta la frequenza d'oscillazione del circuito di deflessione. La Fig. 12 mostra, in forma molto semplificata, il circuito d'oscillazione di deflessione. Il circuito di deflessione viene attenuato con CL 42, CL 43, DL 43 e RL 43.



Schaltbildhinweise

Spannungen gemessen mit Instrument Ri ≧ 50 kOhm/V.

Oszillogramme gemessen mit FBAS-Signal an Antenneneingang.

Achtung!

Bildröhre und Ablenksystem sind eine festverbundene Einheit und vom Werk optimal eingestellt.

Folgende Punkte sind unbedingt zu beachten:

Keine Veränderungen der Halskomponenten vornehmen.

Keine versiegelten Schrauben am Ablenksystem lösen.

Jeglichen Zugriff (Transport) an den Halskomponenten unterlassen.

(A1) . . . (N3)

Meßpunkte auf der Grundplatte.

① . . . ㉑

Anschlüsse der Europa-Normbuchse.

[1] . . . [13]

Anschlüsse der Stiftleiste BV 04 (Videotext).

X = nicht angeschlossen

Sicherheitszeichen

Diese Bauteile sind bei Reparaturen nur durch die vom Hersteller geprüften und angegebenen Originalteile zu ersetzen, um die vorgesehene Betriebssicherheit zu gewährleisten.

Alle nicht gekennzeichneten Dioden 1 N 4148

Die in diesem Gerät entstehende Röntgenstrahlung ist ausreichend abgeschirmt. Beschleunigungsspannung: max. 25 kV.

Änderungen vorbehalten.

Circuit notes

Voltage measured with instrument Ri ≧ 50 kOhm/V.

Oscillograms measured with colour bar signal to antenna input.

Note!

Cathode ray tube and deflection system are a complete fixed unit which is optimally adjusted at the factury.

It is essential that the following points be observed:

Do not alter the position of the neck components.

Do not slaken any sealed screws.

Do not lift or hold the unit by the neck components.

(A1) . . . (N3)

Test points on the basic p.c.b.

① . . . ㉑

Connections of the Eurosocket.

[1] . . . [13]

Connections of the socket strip BV 04 (Teletext).

X = not connected

Components designated by the safety symbol should, when necessary for repair, only be replaced by original parts produced and proofed by the manufacturer. Only then can the original operational safety be guaranteed.

Diodes not designated all 1 N 4148

The X-ray radiation generated by this receiver is adequately screened. Acceleration voltage: max. 25 kV.

Subject to modification.

Indicazione sullo schema

Tensioni misurate con strumento Ri ≧ 50 kOhm/V.

Oscillogrammi rilevati con segnale a barre di colore all'ingresso d'antenna.

Attenzione!

Il cinescopio ed il giogo di deflessione formano un'unità solidamente collegata e sono regolati in modo ottimo dalla fabbrica.

E'indispensabile osservare le istruzioni seguenti:

Non effettuare alcuna modifica sui componenti a collare.

Non togliere le viti sigillate sul giogo di deflessione.

Per il trasporto mai sollevare il cinescopio dal giogo.

(A1) . . . (N3)

Punti di misura sulla piastra di base.

① . . . ㉑

Collegamenti della presa Peritelevisione.

[1] . . . [13]

Collegamenti della lista presa BV 04 (Televideo).

X = non collegate

Contrassegno di sicurezza.

Nel caso di riparazione questi elementi devono venire sostituito soltanto con delle parti di ricambio originali controllati e designati da parte del fabbricante per garantire la sicurezza di funzionamento prevista.

Tutti i diodi non contressegnati 1 N 4148.

Le radiazioni X generate in questo televisore sono sufficientemente schermate. Tensione di accelerazione: max. 25 kV.

Con riserva di modifiche.

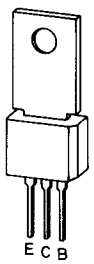
Sockelschaltungen – Socket connections – Circuiti a zoccolo

BC 327-40
BC 328-25
BC 546 B
BC 547 B
BC 548 B/C
BC 556 B
BC 557 B
BC 558 B/C

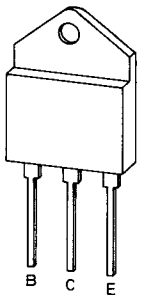
BC 369
BC 639
BF 422
BF 423

BF 783
2 SC 2512

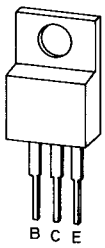
BF 959



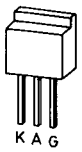
BF 881
S 671 T



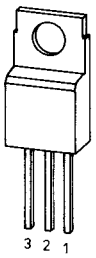
BU 508 A



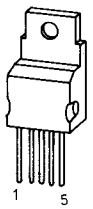
BU 807



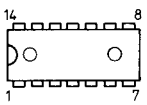
ESM 740



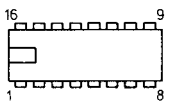
LM 317 T
TDB 0117 SP



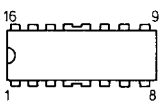
TDA 2030



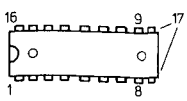
TBA 120 T



TDA 4443

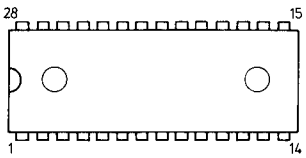


ESM 7024

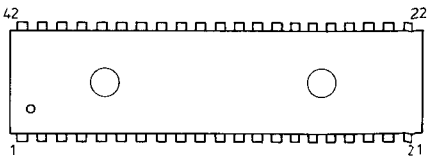


AN 5620 X

TD 6316 P

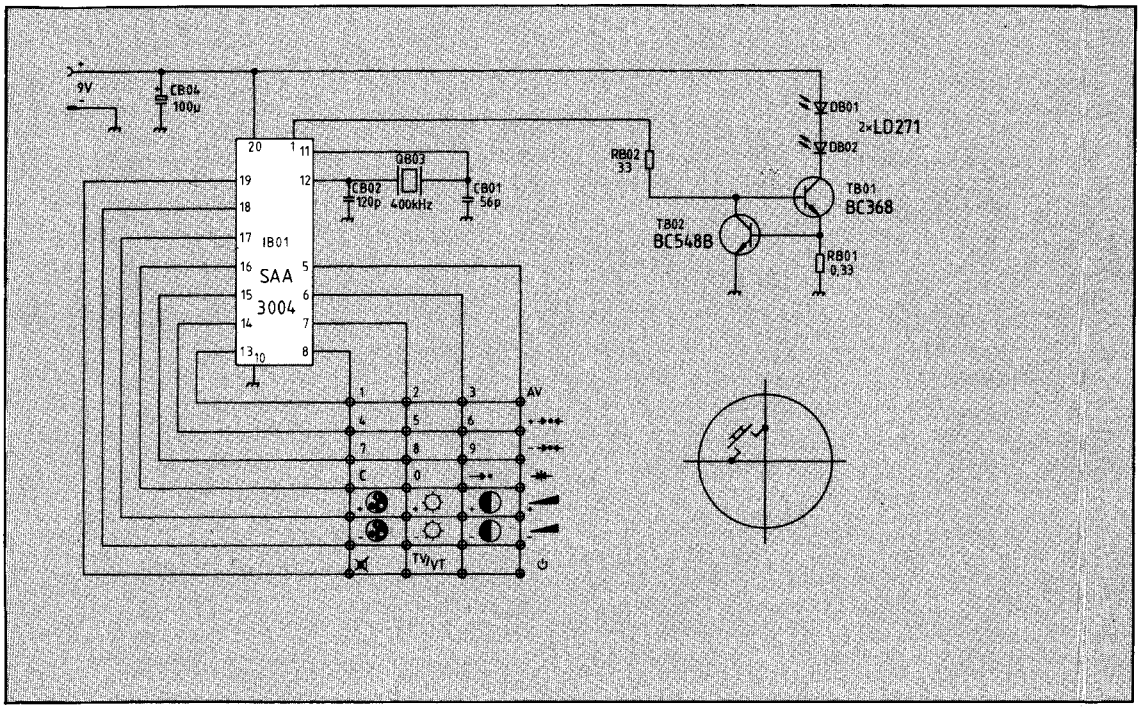


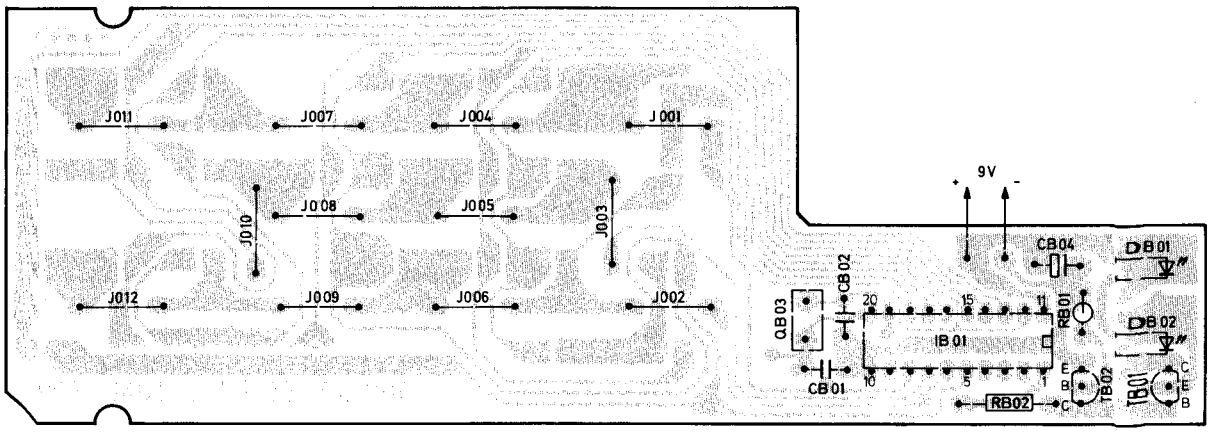
TEA 2026



HA 11489
HD 44840 A 44

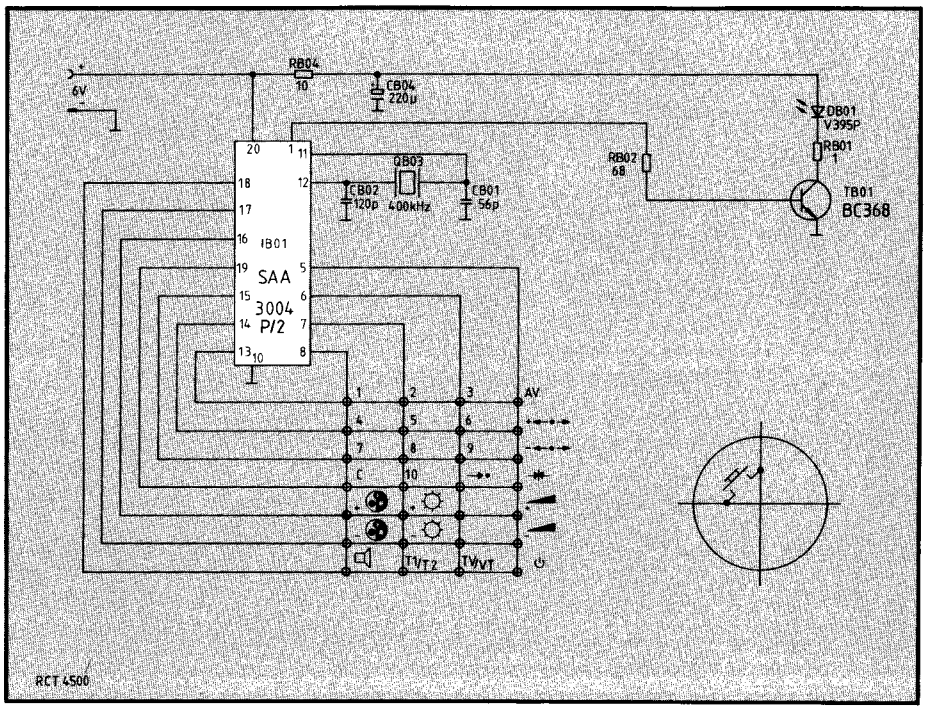
Infrarot-Geber
Infra-red generator **583.520**
Telecomando infrarossi
Telecontrol 2239

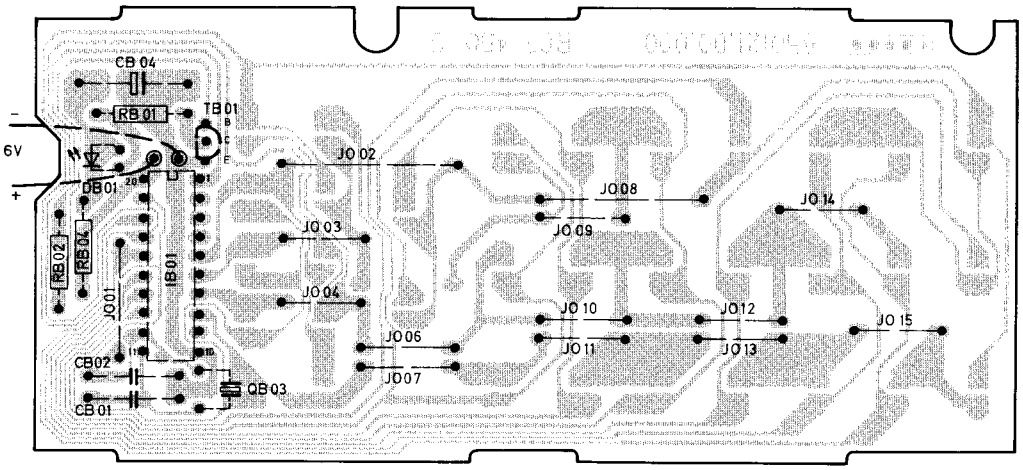




Leiterplatte Infrarot-Geber
P.C.B. Infra-red generator **583.520**
Piastra Telecomando infrarossi
Telecontrol 2239
Lötseite – Soldered side – Lato saldature

Infrarot-Geber
Infra-red generator
Telecomando infrarossi **583.526**
Computer-Control 5





Leiterplatte Infrarot-Geber
P.C.B. Infra-red generator **583.526**
Piastra Telecomando infrarossi
Computer-Control 5
Lötseite – Soldered side – Lato saldature

Service-Stellung

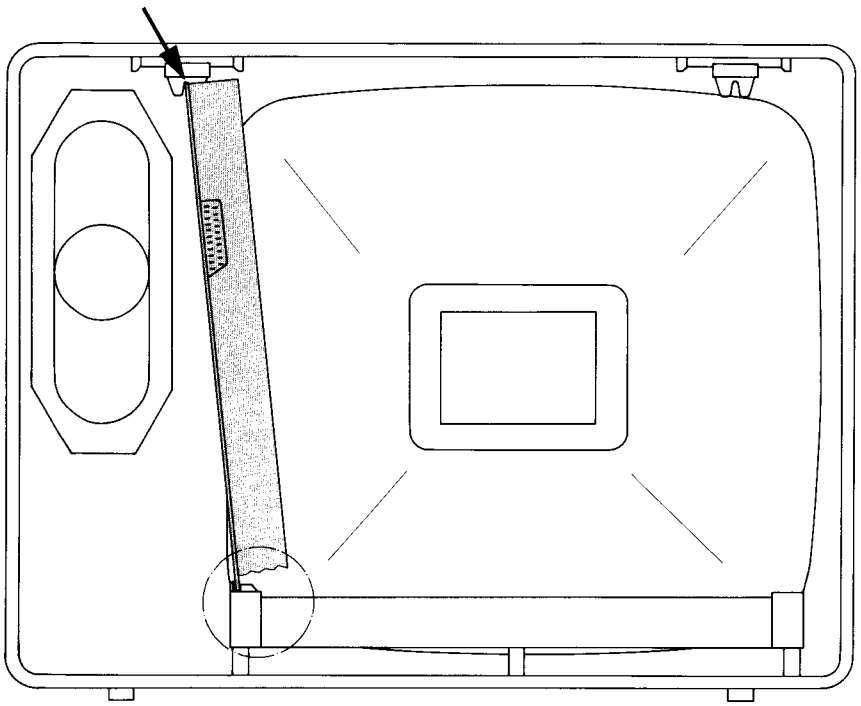
Für Color 3630, Color 3636 (zur Zeit für Color 3638 noch nicht möglich).

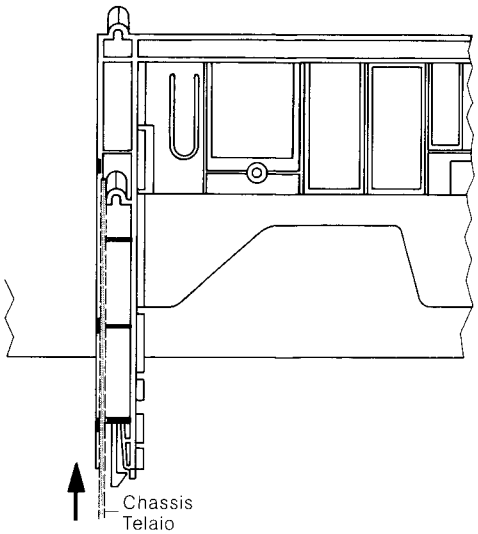
Service-Position

For Color 3630, Color 3636 (at present time not available for Color 3638).

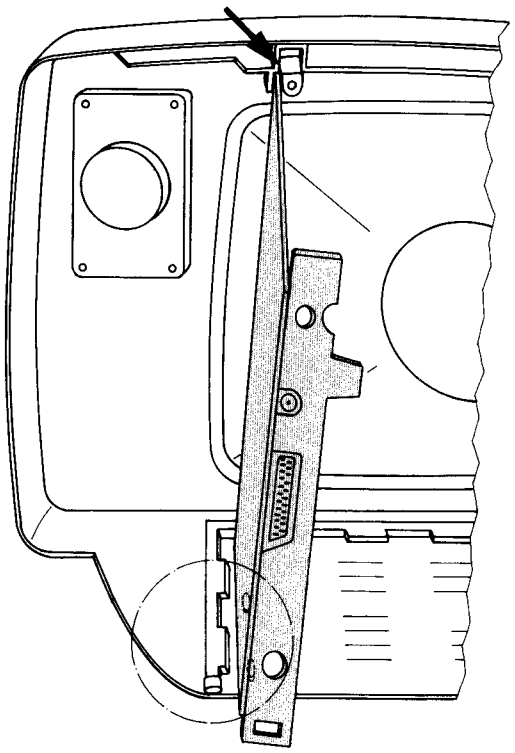
Posizione per servizio assistenza

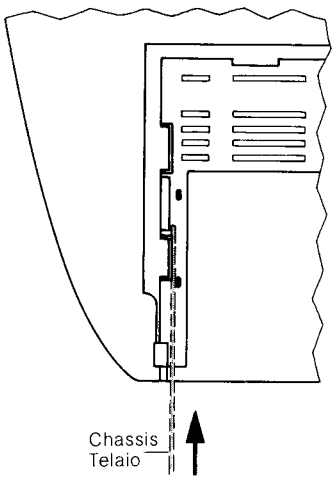
Per Color 3630, Color 3636 (actualmente non ancora disponibile per Color 3638).





Color 3630

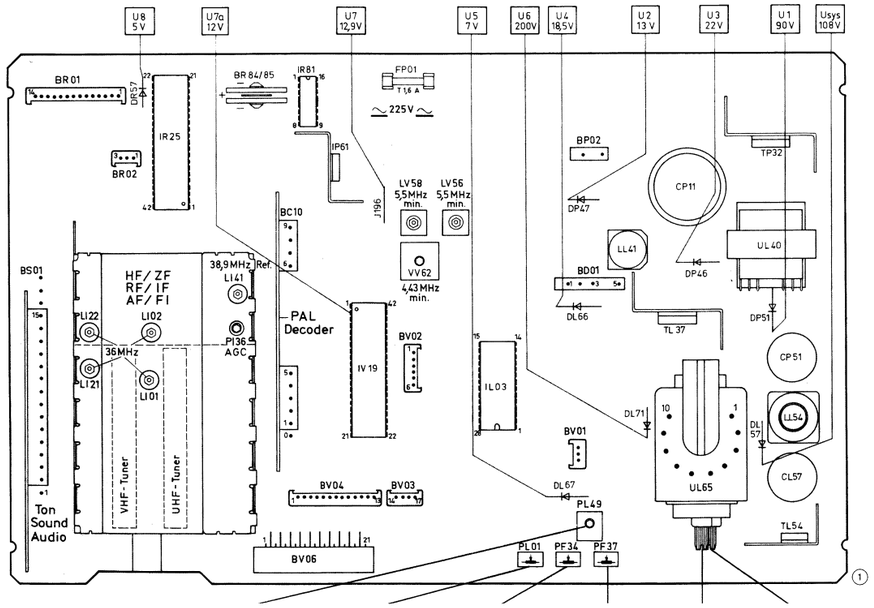




Color 3636

Einstellarbeiten / Initial adjustment / Operazioni di messa a punto

Einstellung Adjustment Taratura	Position Posizione	einstellen auf adjust to regolare su	Hinweise Notes Avvisi
Hauptspannung Principale voltage Tensione principale	PL 49	108 V ± 1 V	◑ + ☼ = min.
Vertikalamplitude Vertical amplitude Ampiezza verticale	PF 37		
Horizontalamplitude Horizontal amplitude Ampiezza orizzontale	LL 02		LL 02 nur bei Color 3630 LL 02 only with Color 3630 LL 02 solo con Color 3630
Horizontalposition Horizontal position Posizione orizzontale	PL 01		nach Einstellung Vertikalposition korregieren after setting, readjust vertical position dopo la taratura correggere la posizione verticale
Vertikalposition Vertical position Posizione verticale	PF 34		
5,5-MHz minimum	LV 56 LV 58	5,5 MHz min.	Oscilloscope Emitter Emittitore TV 60
4,43-MHz minimum	VV 62	4,43 MHz min.	Oscilloscope Emitter Emittitore TV 60
Referenz-Oszillator 4,43 MHz **A** **B**	CC 14 CC 14	+ V, ± U farblos colourness senza sfumature di colore langsames Durchlaufen der Farbbalken until the colour bars wander slowly barre colori movimento lento	FUBK-Sendertestbild FUBK transmitter test pattern Monoscopio del trasmettitore Farbtestbild Colour bar signal Segnale barre colore ③ ② 4,2 . . . 4,4 V ← ①
PAL-Amplitude PAL-Phase	PC 01 LC 05	Parrigkeit min. Pairing min. Parita min.	
Schirmgitterspannung Screen grid voltage Tensione griglia schermo	PU_G 2	Katode mit höchster Spannung auf 175 V– einstellen Adjust the cathode with the highest voltage to 175 V DC Regolare il catodo con la tensione più alta su 175 V–	◑ + ☼ = min. Emitter messen Emittitore measure TV 50, TV 60, TV 70 misurare
Weißabgleich White alignment Taratura del bianco	PV 50 PV 70		FUBK-Sendertestbild FUBK transmitter test pattern Monoscopio del trasmettitore ◑ + ☼ = normal



① **Grundplatte**
Basic P.C.B.
Piastra di base
Bestückungsseite – Component side – Lato componenti

ZF-Abgleich

Erforderliche Meßgeräte:

Wobbler für den ZF-Bereich, Markengeber, Oszilloskop, Testbildgenerator, HF-Millivoltmeter.

Hinweis:

Ein Wobbelsignal erkennt der Senderidentifikationskreis im IL 03 (TEA 2026) nicht als Sendersignal an, der Muting-Ausgang liegt auf 0 V, und das Steuer-IC IR 25 schaltet das Gerät nach 5 Minuten automatisch ab. Das Gerät ist deshalb alle 5 Minuten mit der Fernbedienung erneut einzuschalten.

1. ZF-Kreise LI 01, LI 02

HF-Wobbler-Ausgang über 0,8 pF Kondensator an LI 01/R 32 und Masse anschließen (75 Ω-Abschlußwiderstand). Oszilloskop über Demodulator-Tastkopf an Emitter TI 27 anschließen. Markengeber auf 36,15 MHz stellen. Mit LI 01, LI 02 die Durchlaßkurve auf beste Symmetrie und maximale Amplitude bei einer Bandbreite von 7 – 8 MHz einstellen (Abb. 2).

2. ZF-Kreise LI 21, LI 22

HF-Wobbler-Ausgang über 0,8 pF Kondensator an LI 21/RI 16 und Masse anschließen. Oszilloskopanschluß und Abgleich mit LI 21, LI 22 wie unter Punkt 1.

3. 38,9 MHz Demodulator-Referenzkreis LI 41

Gittertestbild über Antennenbuchse einspeisen. Zum Grobabgleich LI 41 auf optimalen Bildeindruck einstellen. Zum Feinabgleich Oszilloskop an Emitter TV 50 auf der Bildrohrplatte anschließen. Die Testbildimpulse der senkrechten Linien mit LI 41 auf minimales Überschwingen einstellen.

4. Tunerregelspannung, PI 36

Testbild mit 3 mV HF-Spannung auf Kanal 9 über die Antennenbuchse einspeisen. HF-Millivoltmeter an Emitter TI 27 anschließen. Mit PI 36 auf maximale HF-Spannung einstellen und dann auf –8 dB zurückregeln.

IF-Alignment

Required Measuring Instruments

IF-sweep-generator, marker-generator, oscilloscope, test-pattern-generator and RF-millivoltmeter.

Note:

A sweep generator signal is not recognized by the transmitter identification circuit of the IL 03 (TEA 2026) as a transmitter signal and the muting output is thus on zero level and accordingly the control-IC IR 25 switches the set off automatically after 5 minutes. Thus, the set needs to be switched on every 5 minutes by the remote control.

1. IF-transformer LI 01, LI 02

Connect RF-sweep-generator via a 0.8 pF capacitor to the junction LI 01/R 32 and shield to ground. Terminate with resistor of 75 ohms.

Connect oscilloscope via RF-demodulator probe to emitter TI 27. Set marker to 36.15 MHz. Adjust response curve for best symmetry and maximum amplitude with LI 01 and LI 02 at a band-width range of 7 . . . 8 MHz (see fig. 2).

2. IF-transformer LI 21, LI 22

Connect RF-sweep-generator via 0.8 pF capacitor to the junction LI 21/RI 16 and shield to ground. Oscilloscope testpoint and alignment of LI 21 and LI 22 the same procedure as mentioned under paragr. 1.

3. Demodulator-reference-circuit LI 41 (38.9 MHz)

Connect cross-hatch-pattern testsignal to arial input socket, and adjust (coars) LI 41 to optimum picture impression. For fine adjustment connect oscilloscope to the emitter of TV 50, located on the CRT-base p.c.b. Adjust test-pattern pulses of the vertical lines with LI 41 to minimum overshoot.

4. Tuner-AGC, PI 36

Connect a test-pattern with a signal strength of 3 mV (channel 9) to the antenna input socket. Connect RF-millivolt-meter to emitter of TI 27. Set RF-level by PI 36 to maximum and attenuate this level by – 8 dB.

Taratura FI

Strumentazione necessaria:

Wobbler per FI, generatore di marker, oscilloscopio, generatore segnali campione, millivoltmetro HF.

Nota:

Un segnale vobbulato non viene riconosciuto come un segnale del trasmettitore dal circuito di identificazione del trasmettitore in IL 03 (TEA 2026) e pertanto l'uscita muting rimane a 0 V e l'integrato di controllo IR 25 spegne automaticamente l'apparecchio dopo cinque minuti. Pertanto ogni cinque minuti l'apparecchio deve essere riacceso col telecomando.

1. Circuito FI LI 01, LI 02

Collegare l'uscita del Wobbler HF attraverso 0,8 pF tra LI 01/R 32 e massa (resistenza di chiusura 75 Ohm). Collegare l'oscilloscopio attraverso una sonda di demodulazione all'emitter di TI 27. Regolare il generatore di marker a 36,15 MHz. Con LI 01 e LI 02 regolare la curva passante per la miglior simmetria e la massima ampiezza con una larghezza di banda di 7 – 8 MHz (Fig. 2).

2. Circuito FI LI 21, LI 22

Collegare l'uscita del Wobbler HF attraverso 0,8 pF fra LI 21/RI 16 e massa. Collegare l'oscilloscopio e regolare con LI 21 e LI 22 come al punto 1.

3. Demodulatore 38,9 MHz-circuito di riferimento LI 41

Inserire un segnale a griglia attraverso l'antenna. Come taratura grossolana regolare LI 41 per la miglior definizione dell'immagine. Per una regolazione accurata collegare l'oscilloscopio all'emitter di TV 50. Regolare con LI 41 le linee verticali degli impulsi dell'immagine test per il minimo dei picchi.

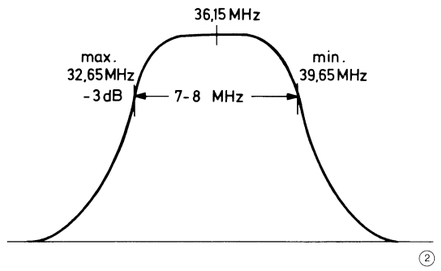
4. Tensione di regolazione del tuner, PI 36

Connettere attraverso l'antenna una immagine test con 3 mV di tensione HF sul canale 9. Collegare il millivoltmetro HF all'emitter di TI 27. Con PI 36 regolare per la massima tensione HF e quindi ridurre a – 8 dB.

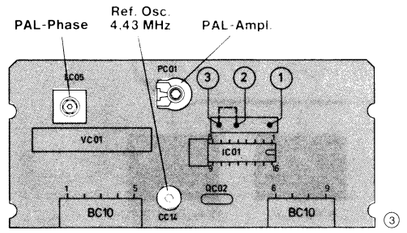
Hinweise zur F
Spannungswar

Sind die Spannunger
U 3/22 V nicht vorhanc
Hinweisen der Fehler

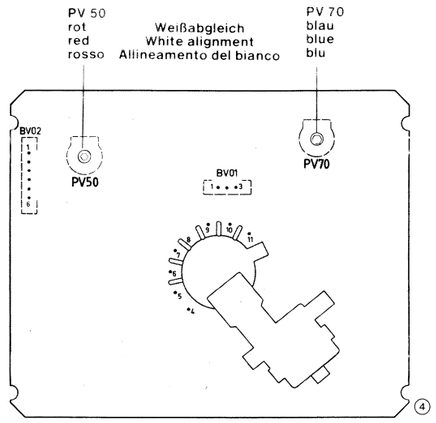
1.1 Gerät abschalten.
1.2 Einen Widerstand
RP 12 löten.
1.3 Gerät mit einem R
Diesen von 0 V la
geln. Alle nachfol
mit dieser Spannu
1.4 Oszilloskop an d
(BU 508 A bzw.
Tastkopfmasse a
schließen!
2. Sind Impulse von
ist der Spannungs
Fehler ist auf der S
lertrafos zu suche
3. Sind keine Impuls
DP 46, DP 47 und
Setzt die (600 V
ein, so liegt der Fe
kundärseite des V
4. Sind nach dem Ab
Impulse nicht vorh
auf der Primärsei
lers. Mögliche Urs
RP 02 (4,7 Ω) und
5. Nach erfolgter Re
rallelwiderstand e



②



③ **PAL-Decoder**
Decoder PAL
592.888
Bestückungsseite – Component side – Lato componenti



④ **Bildrohranschluß-Platine**
P.C.B. CRT socket
Piastra zoccolo cinescopio
592.868/898
Lötseite – Soldered side – Lato saldature

ura FI

ntazione necessaria:

r per FI, generatore di marker, oscillo-
generatore segnali campione, millivolt-
F.

nale vobbulato non viene riconosciuto
n segnale del trasmettitore dal circuito di
azione del trasmettitore in IL 03 (TEA
pertanto l'uscita muting rimane a 0 V e
to di controllo IR 25 spegne automatica-
'apparecchio dopo cinque minuti. Per-
gni cinque minuti l'apparecchio deve
iacceso col telecomando.

ito FI LI 01, LI 02

re l'uscita del Wobbler HF attraverso
a LI 01/R 32 e massa (resistenza di chiu-
Ohm). Collegare l'oscilloscopio attra-
na sonda di demodulazione all'emitter di
egolare il generatore di marker a 36,15
n LI 01 e LI 02 regolare la curva passante
iglior simmetria e la massima ampiezza
larghezza di banda di 7 – 8 MHz (Fig. 2).

ito FI LI 21, LI 22

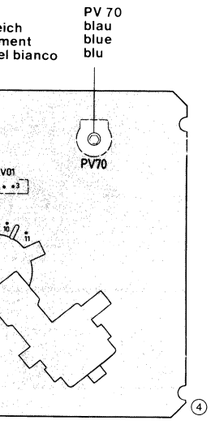
re l'uscita del Wobbler HF attraverso
a LI 21/RI 16 e massa. Collegare l'oscillos-
egolare con LI 21 e LI 22 come al punto 1.

**odulatore 38,9 MHz-circuito di
mento LI 41**

un segnale a griglia attraverso l'antenna.
aratura grossolana regolare LI 41 per la
efinizione dell'immagine. Per una regola-
curata collegare l'oscilloscopio all'emit-
50. Regolare con LI 41 le linee verticali
ulsi dell'immagine test per il minimo dei

ione di regolazione del tuner, PI 36

ere attraverso l'antenna una immagine
3 mV di tensione HF sul canale 9. Colle-
illivoltmetro HF all'emitter di TI 27. Con
golare per la massima tensione HF e
durre a – 8 dB.



Platine

nescopio

de – Lato saldature

Hinweise zur Fehlersuche im Spannungswandler

Sind die Spannungen U 1/90 V, U 2/13 V und U 3/22 V nicht vorhanden, kann nach folgenden Hinweisen der Fehler lokalisiert werden.

1.1 Gerät abschalten.

1.2 Einen Widerstand von 270 kΩ parallel zu RP 12 löten.

1.3 Gerät mit einem Regeltrenntrafo betreiben. Diesen von 0 V langsam bis 50 V hochregeln. Alle nachfolgenden Messungen sind mit dieser Spannung durchzuführen.

1.4 Oszilloskop an den Kollektor von TP 32 (BU 508 A bzw. BU 508 D) anschließen. Tastkopfmasse an die Primärmasse anschließen!

2. Sind Impulse von ca. 600 V_{SS} vorhanden, so ist der Spannungswandler in Ordnung. Der Fehler ist auf der Sekundärseite des Wandlertrafos zu suchen.

3. Sind keine Impulse zu messen, die Dioden DP 46, DP 47 und DP 51 einseitig ablöten. Setzt die (600 V_{SS}) Impulsspannung jetzt ein, so liegt der Fehler ebenfalls auf der Sekundärseite des Wandlertrafos.

4. Sind nach dem Ablöten der drei Dioden die Impulse nicht vorhanden, so liegt der Fehler auf der Primärseite des Spannungswandlers. Mögliche Ursache: TP 37, TP 38, TP 32, RP 02 (4,7 Ω) und evtl. TP 16.

5. Nach erfolgter Reparatur den 270-kΩ-Parallelwiderstand entfernen!

Trouble shooting the voltage-transducer

In case the voltages U 1/90 V, U 2/13 V and U 3/22 V are missing, trace the fault as follows:

1.1 Switch the set off.

1.2 Solder a resistor of 270 kΩ in parallel to RP 12.

1.3 Operate the set with a regulating isolation transformer. Regulate the transformer slowly from 0 to 50 volts. All following measurement to be carried out with this voltage.

1.4 Connect an oscilloscope to collector of TP 32 (BU 508 A or 508 D, respectively). Ground wire of the scope to primary ground of the power supply.

2. If pulsating voltage of approx. 600 V_{pp} is now present, it verifies, that the voltage-transducer is operating. Thus, the fault has to be localized on the secondary side of the transducer transformer.

3. If the pulsating voltage is not present, unsolder one side of the diodes DP 46, DP 47 and DP 51. In case the pulses (600 V_{pp}) are present now, the fault can also be localized on the secondary side of the transformer.

4. Is the pulsating voltage on the collector of TR 32 still not present, after the three diodes have been unsoldered (as mentioned under 3.), then the fault must be localized on the primary side of the transducer-transformer. Possible causes: TP 37, TP 38, TP 32, RP 02 (4,7 Ω) and perhaps TP 16.

5. After the repair remove the 270 kΩ parallel resistor again!

Avvisi per la localizzazione di difetti nel convertitore di tensione:

Se non sono presenti le tensioni U 1/90 V, U 2/13 V e U 3/22 V, i difetti sono localizzabili in funzione delle seguenti istruzioni:

1.1 Spegnere l'apparecchio.

1.2 Saldare in parallelo a RP 12 una resistenza di 270 kΩ.

1.3 Azionare l'apparecchio mediante un trasformatore separatore di correzione. Regolarlo gradualmente da 0 V fino a 50 V. Tutte le misurazioni successive sono da effettuare con questa medesima tensione.

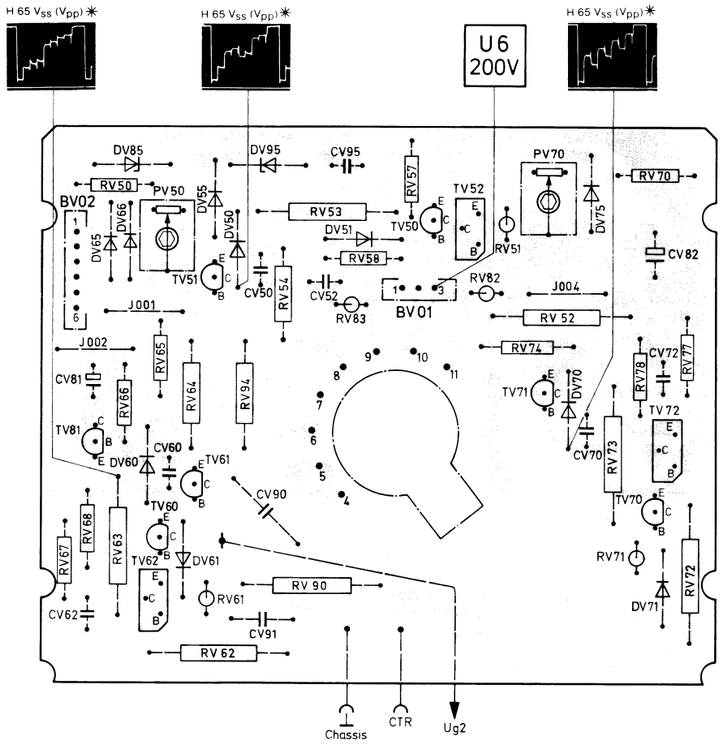
1.4 Collegare un oscilloscopio al collettore di TP 32 (BU 508 A rispettivamente BU 508 D). Collegare la massa del rivelatore a sonda alla massa primaria!

2. Se sono presenti impulsi di ca. 600 V_{pp}, il trasformatore di tensione non è difettuoso. Bisogna quindi localizzare il difetto sul lato secondario del trasformatore di tensione.

3. Nel caso che non si dovessero presentare impulsi, dissaldare di un lato i diodi DP 46, DP 47 e DP 51. Se ora avvia la tensione d'impulso (600 V_{pp}), il difetto è da localizzare, anche in questo caso, sul lato secondario del trasformatore di tensione.

4. Se non sono presenti gli impulsi dopo aver dissaldato i tre diodi, il difetto si trova sul lato primario del trasformatore di tensione. Causa eventuale: TP 37, TP 38, TP 32, RP 02 (4,7 Ω) o anche TP 16

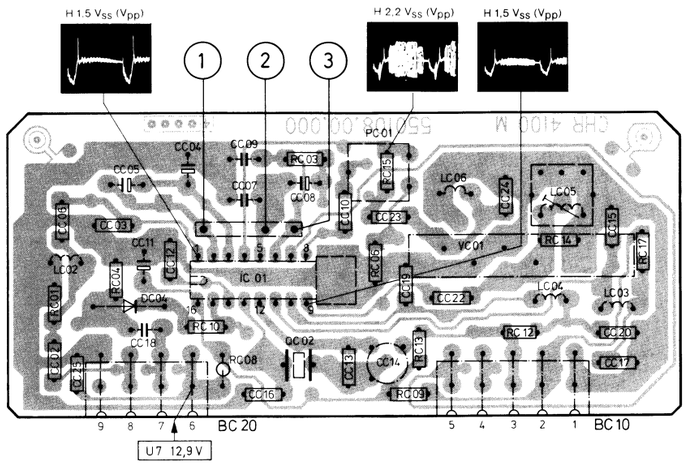
5. Dopo aver effettuato la riparazione, bisogna rimuovere la resistenza in parallelo di 270 kΩ!



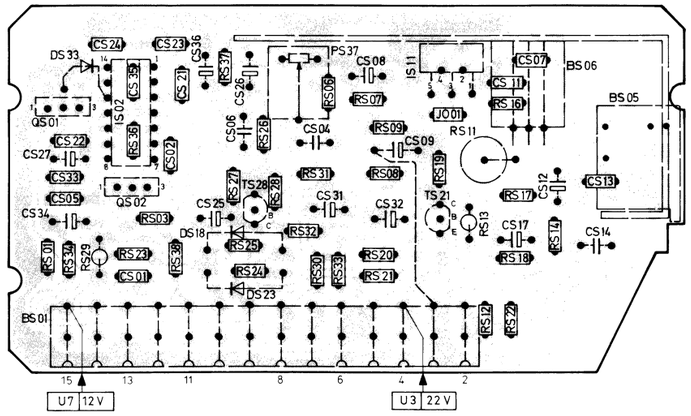
Bildrohranschluß-Platine
P.C.B. CRT socket **592.868/898**
Piastra zoccolo cinescopio
Lötseite – Soldered side – Lato saldature

Modulliste
Module list FFS Chassis F 14
Lista moduli

Gerätename Model Modello	Typen-Nr. Model nr. No. del tipo	Fernbedienung Remote control Telecomando	Infrarot- Vorverstärker Infra-red pre-amplifier Preamplificatore infrarossi	Chassis-Nr. Chassis nr. No. del telaio	VHF-Modul VHF module Modulo VHF	UHF-Modul UHF module Modulo UHF	Ton-Modul Sound module Modulo audio	PAL-Decoder-Modul PAL-Decoder-module Modulo PAL-decoder	Bildrohranschluß- Platine, kpl. P.C.B., cpl., CRT socket Piastra, cpl. zoccolo cinescopio
Color 3630	985.523 J	telecontrol 2239 583.520	583.521.B	784.506 B 00 06	276.798	276.799	592.852	592.888	592.868
Color 3636	985.514 J	Computer-Control 5 583.526	583.521.B	784.506 B 00 06	276.798	276.799	592.852	592.888	592.898
Color 3638	985.516 J	Computer-Control 5 583.526	583.521.B	784.501 B 00 03	276.798	276.799	592.582	592.888	592.868

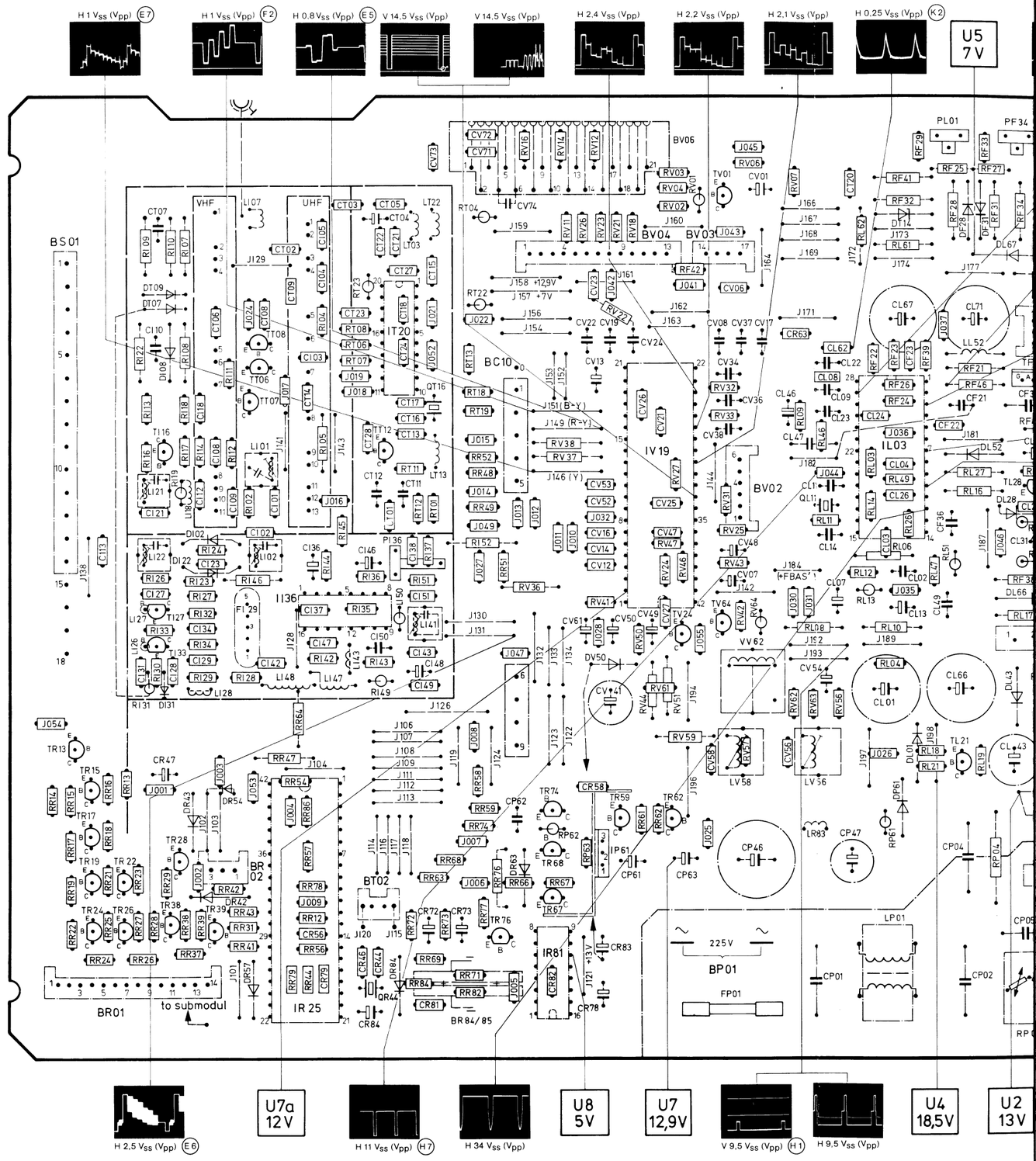


PAL-Decoder
Decoder PAL **592.888**
Lötseite – Soldered side – Lato saldature

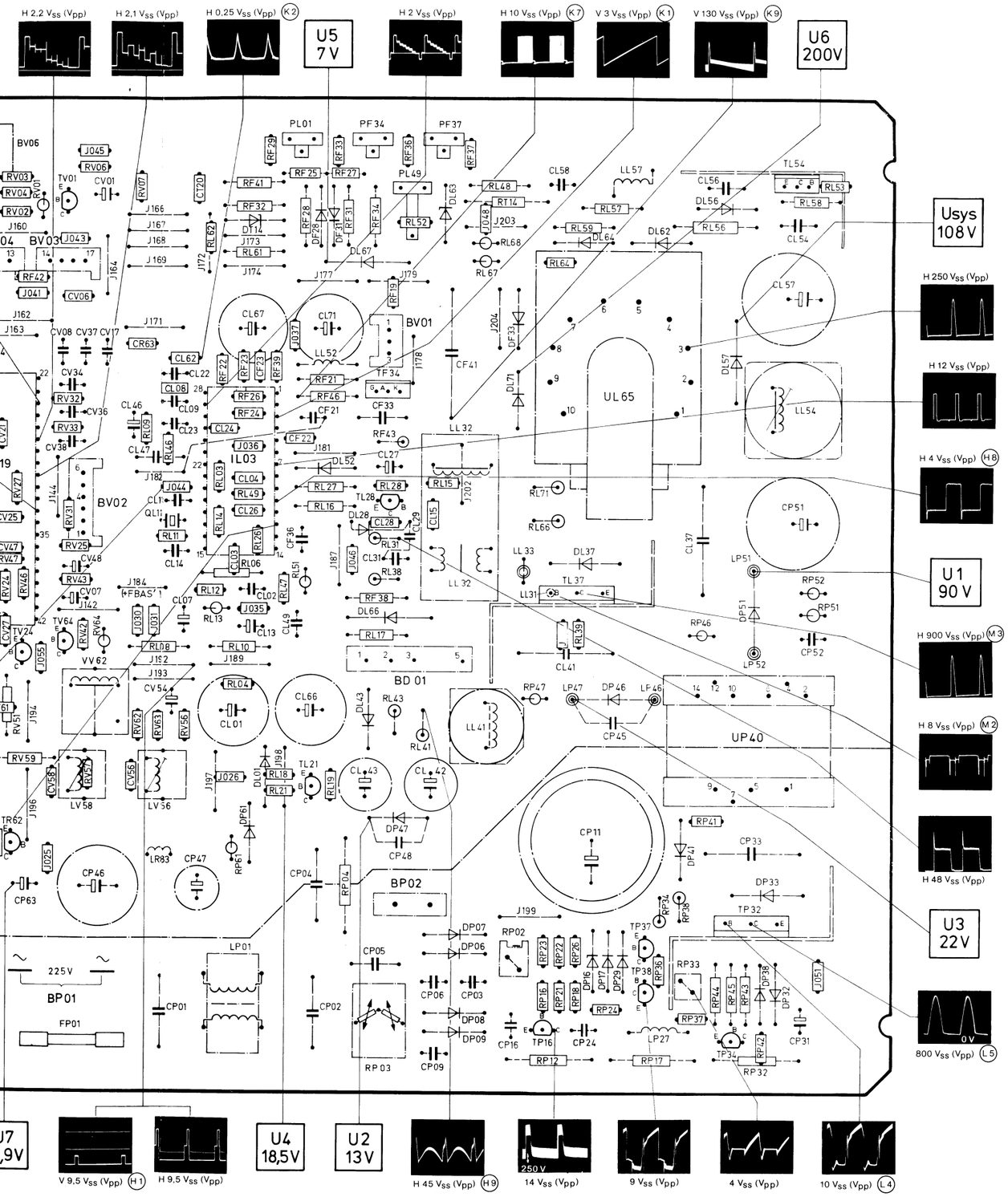


Ton-Modul
Sound module **592.852**
Modulo audio
Lötseite – Soldered side – Lato saldature

NORDMENDE Chassis F 14



Grundplatte
Basic P.C.B.
Piastra di base
Lötseite – Soldered side – Lato saldature



se
ered side – Lato saldature

Chassis F 14

○ = BV 06 Europanormbuchse / Eurosocket / Presa Peritelevisione

1	NF/AF 'R' ⊖ BF 'D' 0,5 V RMS	12	X
2	NF/AF 'R' ⊖ BF 'D' 0,5 V RMS	13	Video R
3	NF/AF 'L' ⊖ BF 'S' 0,5 V RMS	14	X
4	NF/AF BF	15	Video R ⊖ 0,7 V RMS
5	Video B	16	Blanking ⊖ Spegnim. Video
6	NF/AF 'L' ⊖ BF 'S' 0,5 V RMS	17	Video
7	Video B ⊖ 0,7 V RMS	18	Blanking Spegnimento
8	Mode AV ≙ 12 V	19	Video ⊖ 1 Vpp/75 Ω
9	Video G/V	20	Video ⊖ 1 Vpp/75 Ω
10	X	21	Chassis Telaio
11	Video G/V ⊖ 0,7 V RMS		V RMS = Veff; Vpp = Vss

Europa-Normbuchse
BV 06 Eurosocket
Presa Peritelevisione

Anschlußseite / Connection side / Lato collegamento

Videotext
BV 04 Teletext
Televideo

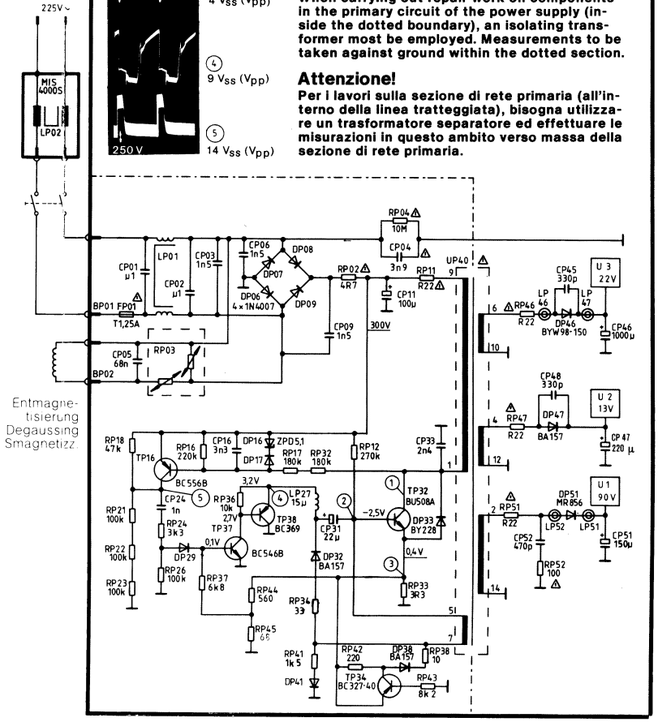
Oszillogramme Primärnetzteil
Oscillogrammes of power supply primary
Oscillogrammi sezione di rete primaria

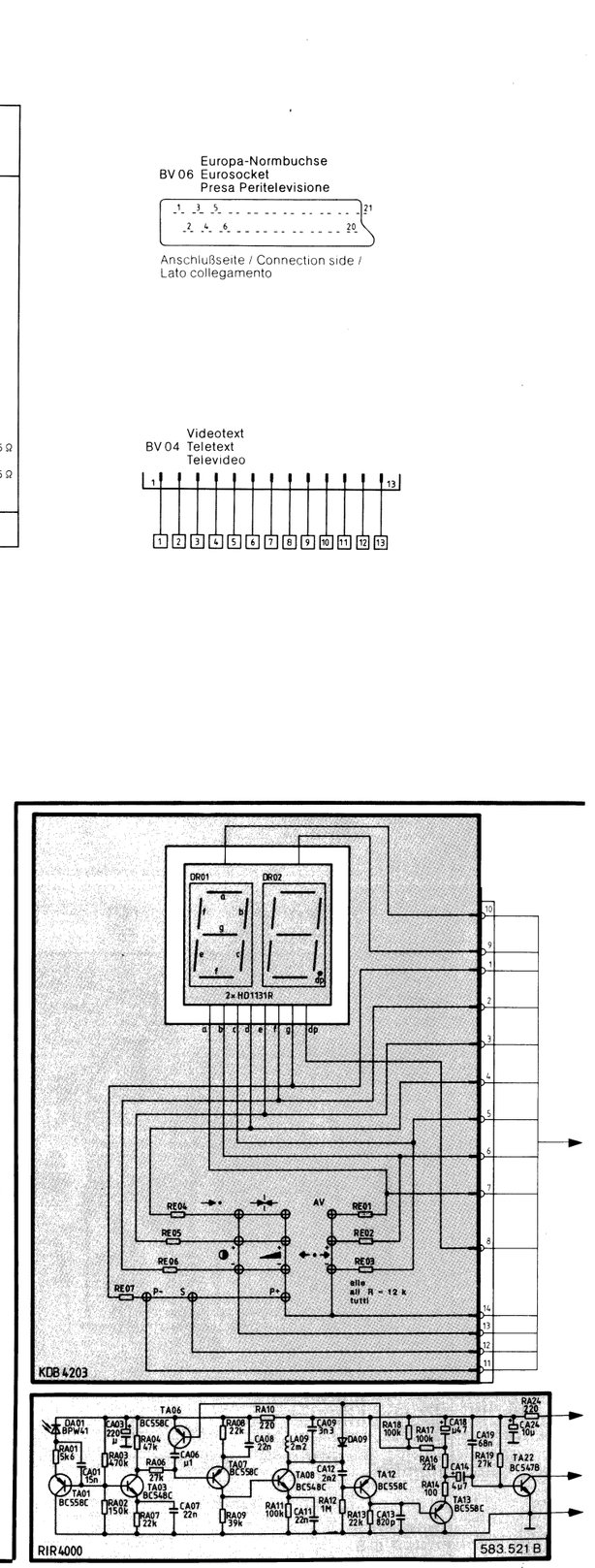
① 800 Vss (Vpp)
② 10 Vss (Vpp)
③ 4 Vss (Vpp)
④ 9 Vss (Vpp)
⑤ 14 Vss (Vpp)

Achtung!
Bei Arbeiten am Primärnetzteil (innerhalb der gestrichelten Umrandung) Trenntrafo verwenden, und Messungen in diesem Bereich gegen Masse des Primärnetzteils ausführen.

Attention!
When carrying out repair work on components in the primary circuit of the power supply (inside the dotted boundary), an isolating transformer most be employed. Measurements to be taken against ground within the dotted section.

Attenzione!
Per i lavori sulla sezione di rete primaria (all'interno della linea tratteggiata), bisogna utilizzare un trasformatore separatore ed effettuare le misurazioni in questo ambito verso massa della sezione di rete primaria.





Infrarot-Vorverstärker / Infra-red pre-amplifier
Preamplificatore infra

HF/ZF
RF/IF
AF/FI

UHF4100 276.799

VHF 4100

276.798

D57 = SB19309

IT 20 TD6316P

Divider /31 or 32

Swallow Counter

Main-Counter

Phase-detector

Decoder Tuner

Decoder Driver

Decoder Propulsore

Shiftreg +Latch

Control

Ref. Osc. Oscill. di riferimento

TT06,07,08 3xBC558B

TDA 4443

PLL Enable

Data Clock

Zf

FBAS

Norm

FBAS II

PAL-Decoder
Decoder PAL

H 2,2 V_{ss} (V_{pp})

H 1,7 V_{ss} (V_{pp})

H 1,5 V_{ss} (V_{pp})

H 1,5 V_{ss} (V_{pp})

H 1,8 V_{ss} (V_{pp})

VC01 DL710

Betrag

Phase

IC01 AN5620X

ACC

Killer Blanker Matrix

Killer ACC Ident

PLL

Flip Flop

592.

FBAS II

J146

Y

SC

H1

U7 12,9V

U_{Abst} 1,5V–27,5V

Usys 108V

U7 12,9V

U5 7V

U2 13V

U3 22V

U8 5V

Data 5Vpp

Clock 5Vpp

PLL Enable 5Vpp

Video Enable 7Vpp

Mode

AV (Zeitbasis)

BGorL

BGandL

J115

J120

IR 25
HD 44840 A 44

Key board

on Submodul

CPU

Oscillator

Data Latch

INT0

INT1

IR81 ESM7024

(X) if IR81 = L498C

Res

Hlt

Control

6Vpp

4,5Vpp

max

norm

min

2Vpp

60mS

140mS

8Vpp

6Vpp

QR44 CSB800A

Ein/Standby

Ein Standby 12V 0V

0V–4,5V

Mute

AV=5V

AV (Nf ext)

= BV04

○ = BV06 Europa-Normbuchse Eurosocket Presa Peritelevisione

BS01

DS23

DS18

QS01 SFE5,5

QS02 CDA5,5

IS01 TBA120T

IS11 TDA2030

Uref 4,8V

Ton-Modul
Sound module
Modulo audio

FM 4200MO

592.852

BS06

BS05

Video-Prozessor
Video processor
Video processore

HA 11489

RGB-Endstufe
Output stage
Stadio finale

CRT4001
CRT4003 - 16"

Color 3630/3638 · 592.868
Color 3636 · 592.898

	Color 3630 / Color 3638	Color 3636
CV52	120p	100p
CV62	100p	68p
CV72	82n	56p

Horizontal
Orizzontale

bei/with/con Color 3638
CL 37 = 10 n

Vertikal
Vertical
Verticale

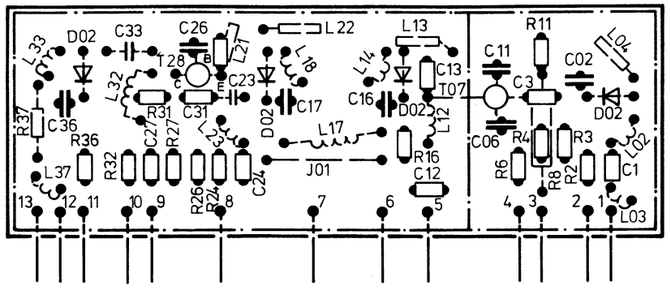
Schaltnetzteil
Switched-mode power supply (SMPS)
Alimentatore a commutazione

Ton-Modul
Sound module
Modulo audio

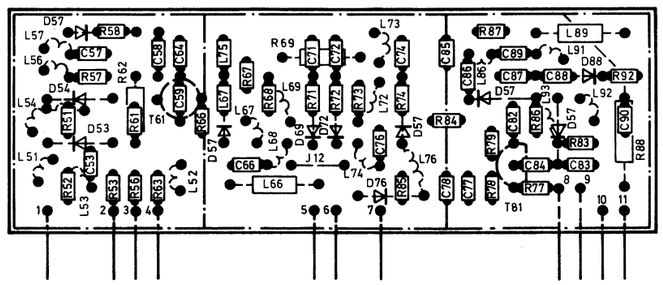
592.888

592.852

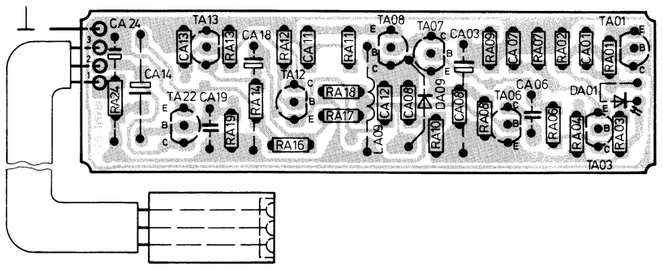
V + H-Generator/Ansteuerung Schaltnetzteil
V + H generator/control of SMPS
Generatore V + O/azionamento aliment. commut.



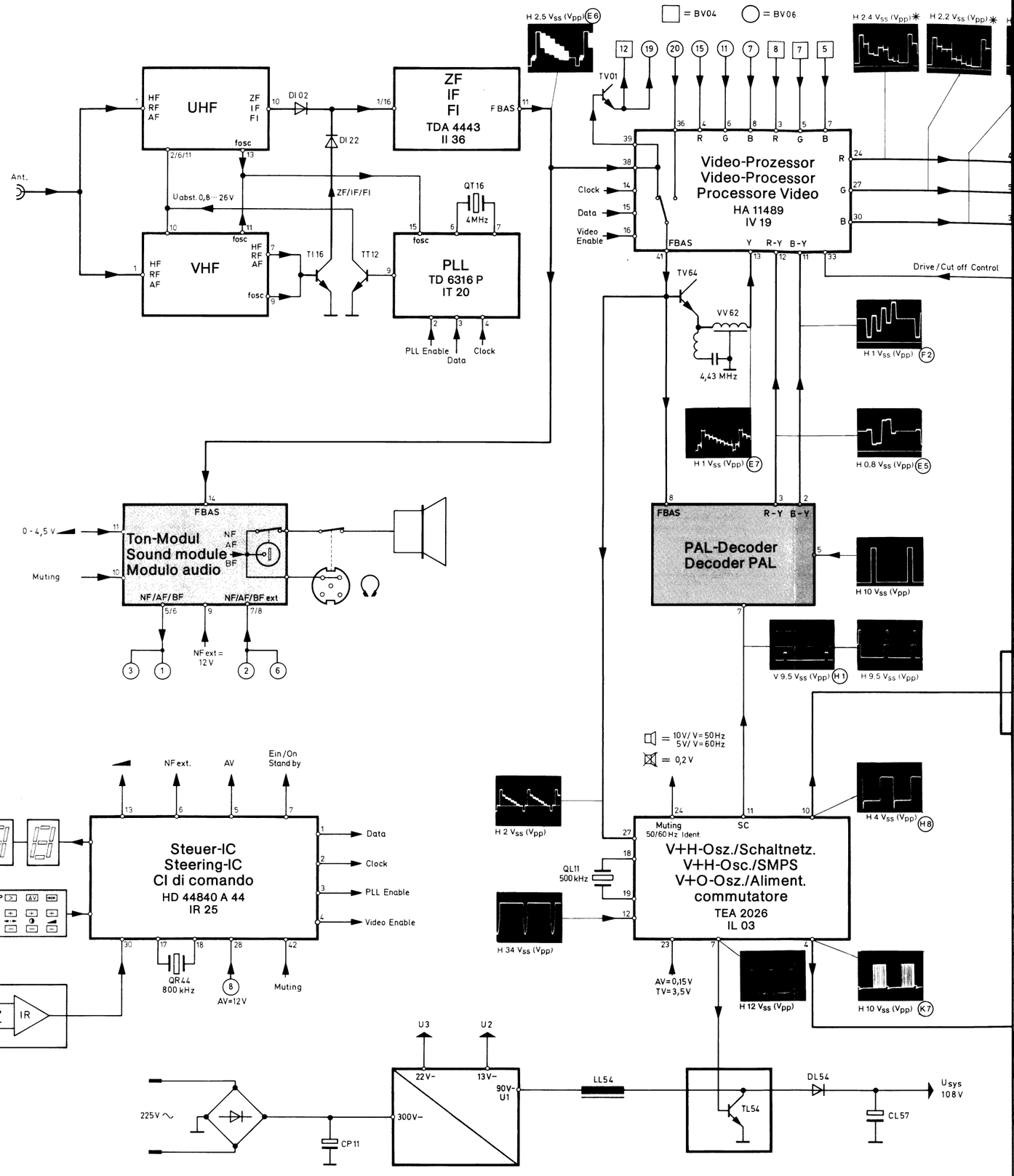
Leiterplatte UHF
P.C.B. UHF 276.799
Piastra UHF
Lötseite – Soldered side – Lato saldature



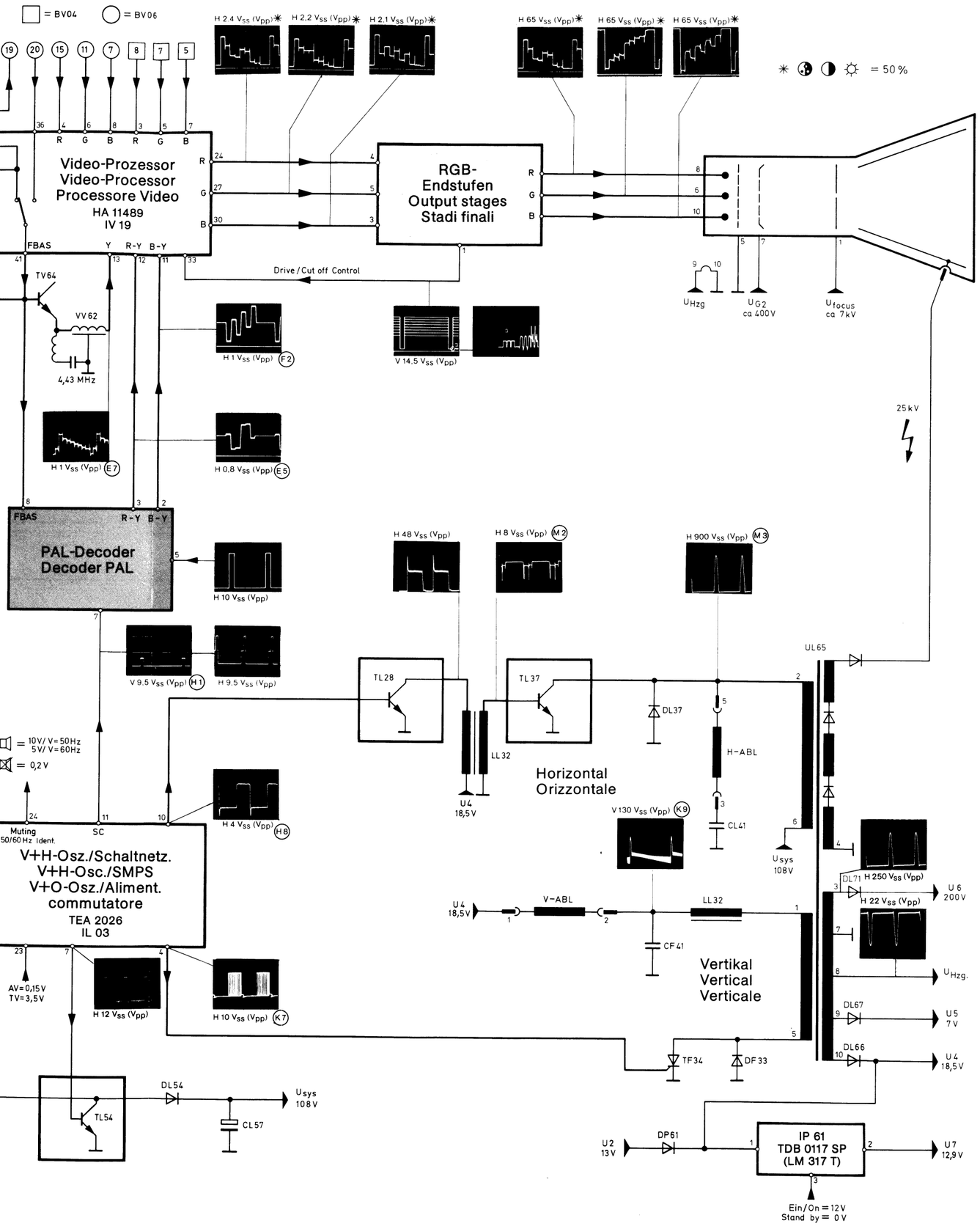
Leiterplatte VHF
P.C.B. VHF 276.798
Piastra VHF
Lötseite – Soldered side – Lato saldature



Leiterplatte Infrarot-Vorverstärker
P.C.B., Infra-red pre-amplifier 583.521.B
Piastra preamplificatore infra
Lötseite – Soldered side – Lato saldature



NORDMENDE **Blockschaltbild – Block diagram**
Circuit a blocco – FFS Chassis F 14



Deutschland

NORDMENDE GmbH

2800 **Bremen 44**
Technischer Kundendienst
und Ersatzteilwesen
Funkschneise 13
Tel. 04 21 / 45 85-0

NORD
2000 **Hamburg 26**
Niederlassung Hamburg
Eiffestraße 76
Tel.: 0 40 / 25 15 04-0

1000 **Berlin 15**
Niederlassung Berlin
Kurfürstendamm 182 – 183
Tel. 0 30 / 88 41 02-0

2800 **Bremen 44**
Niederlassung Bremen
Funkschneise 13
Tel.: 04 21 / 45 60 42

3014 **Laatzen**
Niederlassung Hannover
Karlsruher Str. 20
Tel.: 05 11 / 8 70 00 24

WEST
4300 **Essen 12**
Niederlassung Essen
Teilungsweg 29
Tel.: 02 01 / 3 19 31-0

4600 **Dortmund**
Niederlassung Dortmund
Olpe 16
Tel. 02 31 / 52 84 07/09

4000 **Düsseldorf 1**
Niederlassung Düsseldorf
Adlerstraße 32
Tel. 02 11 / 36 20 40 / 48 / 49

5000 **Köln 1**
Niederlassung Köln
Bonner Wall 27
Tel.: 02 21 / 37 20 27/29

RHEIN-MAIN
6057 **Dietzenbach-Frankfurt**
Niederlassung Dietzenbach
Karl-Benz-Straße 1
Tel.: 0 60 74 / 4 06-0

3501 **Kassel-Fuldabrück 1**
Verkaufsbüro u. Kundendienst-
stützpunkt Kassel
Ostring 34
Tel. 05 61 / 58 20 51 / 52

6800 **Mannheim-Neckarau**
Niederlassung Mannheim
Floßwörthstraße 31-33
Tel. 06 21 / 85 30 94

8500 **Nürnberg-Langwasser**
Niederlassung Nürnberg
Lübener Straße 26-28
Tel. 09 11 / 8 02 46

6600 **Saarbrücken**
Kundendienststützpunkt Saarbrücken
Saargemünder Straße 89a
Tel.: 06 81 / 85 45 00

SÜD
8000 **München 46**
Niederlassung München
Heidemannstraße 166c
Tel.: 0 89 / 31 88 09-30

7800 **Freiburg**
Verkaufsbüro u. Kundendienst-
stützpunkt Freiburg
Wöhlerstraße 11
Tel.: 07 61 / 50 80 66

8400 **Regensburg**
Verkaufsbüro u. Kundendienst-
stützpunkt Regensburg
Donaustaufer Straße 172
Tel. 09 41 / 4 70 42 / 43

7022 **Leinfelden-**
Echterdingen 2
Niederlassung Stuttgart
Max-Eyth-Straße 3
Tel. 07 11 / 79 70 35-39

Europa

Andorra
AFE-IMPORT / ANDIMESA
4, Plaza d'Andorra
Andorra – La Vella

Belgien
RADELCO N.V.
Italiëlei 179
B-2000 Antwerpen

Dänemark
K. K. Skjødt & Co. A.P.S.
Artillerievej 90
2300 København S

England
European Electronics Corp. Limited
Units 8 and 9
Faraday Road – Rabans Lane
Aylesbury Bucks HP 19 3 RY

Finnland
FINNMENDE OY
Kaakelikaari 4
SF-01720 Vantaa 72

Frankreich
STEV (Service Télévision)
63 A, rue d'Illzach
68100 Mulhouse

Griechenland
TEVELLAS-NORDMENDE A.B.E.
Lamia National Road
Athen

Irland
Reynolds Electronics Ltd.
Finnabair Industrial Park
Dundalk Co. Louth
Irland

Island
RADIO BUDIN
Skipholt 19
105 Reykjavik

Italien
S.E.I.
Via Emilia 52-54
40064 Ozzano Emilia/Bologna

Kanarische Inseln/Spanien
COMERCIAL BOLSUR S.L.
Apartado 784
Santa Cruz de Tenerife
Islas Canarias/ESPANA

Luxemburg
LESSEL FRERES
21, rue Philippe II
Luxembourg

Malta
Cutajar Ltd.
Aqueduct Street
Birkirkara

Niederlande
KOELRAD B.V.
Maalderij 19
1185 ZB Amstelveen

Norwegen
FRIGO NORSK, John Bryhn
Bjœrnstjerne, Bjœrnsonsgate 60
3000 DRAMMEN

Österreich
SDN Unterhaltungselektronische
Geräte Vertriebsges.m.b.H.
Eduard Kittenbergerg. 56,
Objekt 7
A-1235 Wien

Portugal
MADUREIRA & SOARES Lda.
Rua Sa da Bandeira 610
Porto

Schweden
SDN Distribution AB
Frökottegatan, 9
Box 2053
S-421 02 Västra Frölunda

Schweiz
SEYFFER & CO. AG
Haus zur Europabrücke
Hohlstraße 550
8048 Zürich

Spanien
Rápida, S. A.
Rambla Cataluña, 7-9
Barcelona (7)

Türkei
Bekoteknik Sanayi A. S.
Karaagac Cadd. 2/4
Sütlüce-Istanbul

Zypern
Moneta General Enterprises Ltd.
P.O. Box 3969
Nicosia, Zypern

Übersee

Ägypten
A.O.I. – Arab Organization
for Industrialization
P.O. Box 84
Heliopolis – Cairo Egypt

Ägypten
Salem Ouda Salem
NORDMENDE Service Center
56 b Damascus Street
Mohandesin City – Cairo

Algerien
E.N.A.P.E.M.
B. P. 149
Dar el Beida Alger
Algerie

Australien
J.B.C. Nordmende
99-105 Queensbridge street
South Melburne 3205
Victoria, Australia

Hongkong
Forward International Corp. Ltd.
3/Fl. Block A. Wo Kee Hong Build
585-609 Castle Peak Road,
Kwai Chung, N.T.
Hongkong

Indonesien
P.T. Central Intone Intern. Ltd.,
P.O. Box 737, Jakarta

Irak
Iraqi Trading Company
P.O.B. 17, Bagdad

Jordanien
Issa Murad & Sons Co.
Mezdar Street
P.O. Box 6549, AMMAN

Kenya
BS Mohindra & Co. Ltd.
Mfangano Street, Avon House
P.O. Box 41832, Nairobi

Kuwait
Maseelah Trading Comp. W.L.L.
Canada-Dry-Street,
Shuwaikh Kuwait

Libanon
TELETRADE S.A.R.L.
516 Corniche du Fleuve
P.O. Box 11-0125
Beirut

Libyen
THE GENERAL ELECTRONICS CO.
P.O. Box 2068
Benghazi

Malaysia
Wah Chang Intern. Corp.
P.O. Box 6540 Kg. Tunku
Selangor

Nigeria
Universal Electronics
17/19, Abebe Village Rd. Iganmu
P.O. Box 2391
Lagos

Pakistan
Associated Electronics Ltd.
7, Egerton Road
P.O.B. 353
Lahore

Saudi Arabien
MAHMOOD SALEH ABBAR
P.O. Box 461
Jeddah

Singapore
Forward International S(PTE) Ltd.
9 Penang Road, 08-22
Supreme House
Singapore 0923

Sri Lanka
Shamim Group Limited
145, Kynsey Road
P.O. Box 1802
Colombo

Sudan
Sheet Metal Industries Ltd.
P.O. Box 112
Khartoum

Thailand
Bremen Entertainment Co., Ltd.
330-336 Somdejohaopraya Road
Klongsan District
Bangkok 10600

Tunesien
Société Générale
d'Electronique
2, Rue Charles de Gaulle
Tunis

Uruguay
Plisol S.A.
Avda. D. Fernandez
Crespo 2117
Montevideo

Vereinigte Arabische Emirate
Allied Electronics Ltd.
P.O. Box 4418 / Dubai
General Enterprises Co.
P.O.B. 289
Abu Dhabi

NORDMENDE
SERVICE-CENTER

Änderungen vorbehalten · Modification rights reserved · Con riserva di eventuali modifiche · NORDMENDE GmbH · Postfach 44 8508 · 2800 Bremen 44, West-Germany

NORDMENDE

NORDMENDE GMBH

TECHNISCHER KUNDENDIENST
UND ERSATZTEILWESEN

TECHNICAL SERVICE AND
SPARE PARTS SUPPLY

Postf. 44 85 08 · 2800 Bremen 44 · West-Germany

SERVICE-INFORMATION

FÜR DIE WERKSTATT
FOR THE WORKSHOP

für den Fachhandelspartner

1/85

FARBFERNSEHGERÄTE MIT DEM CHASSIS F 14

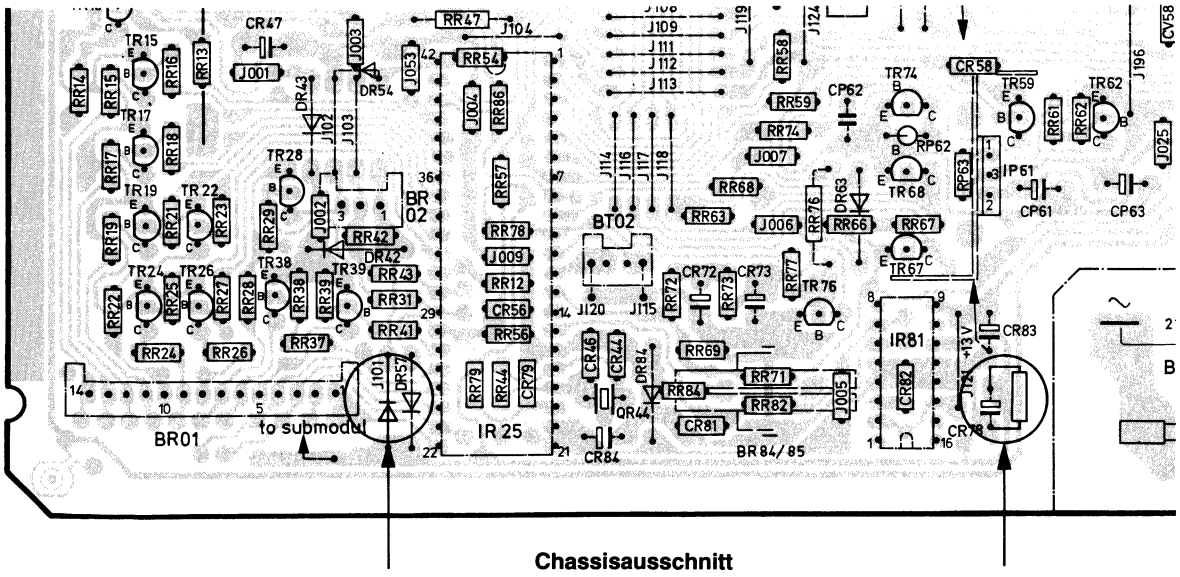
Betr.: Speicherverlust nach Aus- oder Einschalten des Colorgerätes über Netztaste

Bedingt durch Bauteiletoleranzen, ist es bei einigen Geräten vorgekommen, daß nach Ein- und Ausschalten Speicherverlust aufgetreten ist.

Eine Änderung wurde werksseitig sofort berücksichtigt.

Sollte dennoch ein Fernsehgerät mit dieser Beanstandung bei Ihnen angeliefert werden, sind folgende Maßnahmen auf dem Grundchassis durchzuführen:

1. Drahtbrücke J 101 durch eine Diode 1N4148 (Anode an + 5 V) ersetzen.
2. Parallel zu CR 78 zusätzlich einen Widerstand von 150 Ω legen.



Chassisausschnitt

NORDMENDE GMBH
Technischer Kundendienst
und Ersatzteilwesen

Bremen, Januar 1985